RYSZARD WOLSKI

WYBRANE UKŁADY I URZĄDZENIA PÓŁPRZEWODNIKOWE

WNT

Wydawnictwa Naukowo-Techniczne • Warszawa 1978

Opiniodawca
mgr inż. Michał Ramotowski
Redaktor naukowy
doc. mgr inż. Jerzy Chabłowski
Redaktor techniczny
Franciszek Bondaruk
Okładkę, obwolutę i strony tytułowe
projektowała
Maria Turbaczewska

W książce omówiono zastosowanie przyrządów półprzewodnikowych — dyskretnych i scalonych — w urządzeniach zasilających, elektroakustycznych, telekomunikacyjnych, telewizyjnych, odbiornikach radiofonicznych, w aparaturze pomiarowej, medycznej oraz w układach elektroniki użytkowej, przemysłowej i w technice impulsowej. Książka jest przeznaczona dla inżynierów elektroników, konstruktorów urządzeń z różnych dziedzin. Mogą z niej również korzystać studenci politechniki.

R. Wolski — Wybrane układy i urządzenia półprzewodnikowe

BŁĘDY DOSTRZEŻONE W DRUKU

Str.	Wiersz	Jest	Powinno być
100	16 od góry	wiersz 16 wstawić na miejsce wiersza 14	
162	9 od dołu	1972, September, pp. 57—58.	1971, November, pp. 38—39.
122	Tabl. 3.1		

Tablica 3-1. Program rejestru przesuwnego dla poszczególnych znaków

Ogniwo nr	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	Q	W	E	R	T	Y	U	I	O	P	A	S	D	F	G	H	J	K	L	?	Z	X	C	V	B	N	M	,	.	/	AS	BT	AR	SK
1						●	●	●	●	●	●				●	●			●				●		●			●			●	●	●		●	●	●	●		●		●		
2	●						●	●	●	●	●	●	●	●	●				●	●	●				●		●		●		●						●	●	●		●		●	
3	●	●						●	●	●		●				●	●	●	●	●	●			●			●	●		●			●			●	●							
4	●	●	●						●	●	●	●		●		●	●		●			●	●		●		●	●		●		●		●					●	●			●	●
5	●	●	●	●						●	●					●				●				●		●	●		●		●	●	●	●	●			●				●		
6	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●																												●	●	●	●	●	●	●
7																														●								●	●					●

Spis treści

3 Urządzenia telekomunikacyjne 106

4 Odbiorniki radiofoniczne 163

5 Odbiorniki telewizyjne 200

6 Wybór układów elektroniki użytkowej 220

7 Aparatura pomiarowa 264

8 Układy i urządzenia. Aparatura medyczna 356

8.18 Przystawka magnetofonowa do rejestracji przebiegów wolnozmiennych 397

Przedmowa

Bardzo szybki rozwój techniki półprzewodnikowej i coraz węższa specjalizacja konstruktorów utrudnia im często śledzenie postępu poza własną specjalnością i zachowanie wielostronności, koniecznej dla sprostania coraz nowszym wymogom, związanym z pojawianiem się nowych urządzeń, zastosowań, a nawet nowych gałęzi techniki. Mimo bardzo dużej liczby publikacji, nie zawsze są one dostępne, a czas poświęcony na wyszukiwanie informacji często jest porównywalny z czasem opracowania nowej konstrukcji. Książka ta powstała z myślą o konstruktorach aparatury elektronicznej, szczególnie poszukujących informacji o układach poza ich specjalnością. Z tego względu nie zawiera ona danych podręcznikowych; jedynie w przypadku dziedzin lub elementów, na temat których nie ma dotychczas polskich podręczników, temat potraktowałem obszerniej. Tam, gdzie to było możliwie, starałem się uszeregować materiał w taki sposób, aby pokazać różne sposoby rozwiązania tego samego zagadnienia. Układ książki jest związany z zastosowaniami omawianych konstrukcji, jednak ze względu na umieszczenie w niej zarówno opisów urządzeń, jak i układów podstawowych nie zawsze było możliwe rygorystyczne przestrzeganie tego kryterium. Coraz częściej występuje również przenikanie się poszczególnych dziedzin elektroniki, czego przykładem może być występowanie układów cyfrowych w odbiornikach radiowych i telewizyjnych.

RYSZARD WOLSKI

Bytom, dnia 25.VI.1977 r.

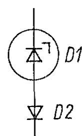
1 Urządzenia zasilające

Rozdział zawiera omówienie sposobów otrzymywania napięć wzorcowych, metod ograniczania mocy strat w zasilaczach stabilizowanych i ograniczania prądu, przykłady realizacji stabilizatorów napięcia i prądu, oraz układów zasilaczy do ładowania akumulatorów.

1.1 Źródła napięć wzorcowych do stabilizatorów napięcia i urządzeń pomiarowych

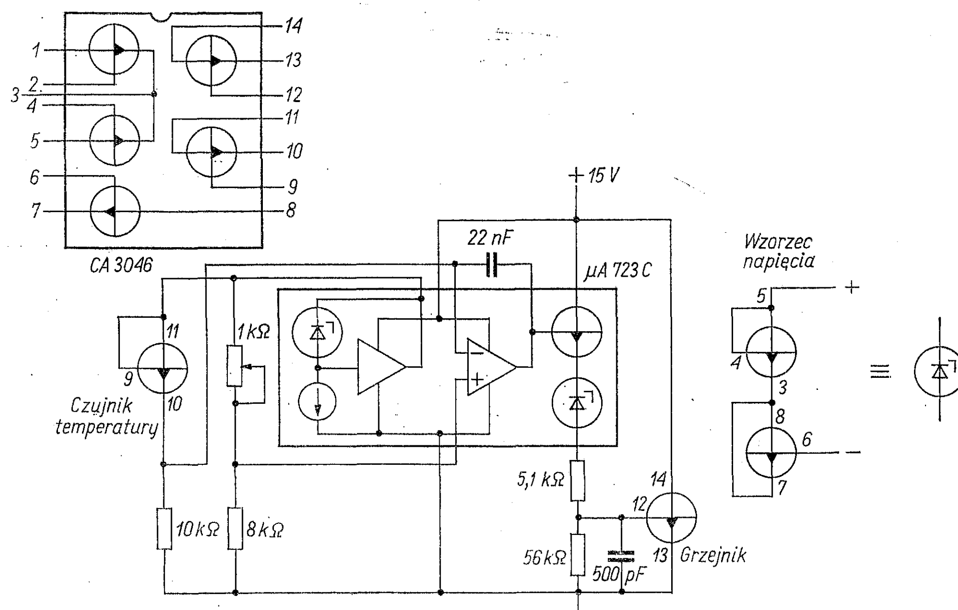
We wszystkich zasilaczach stabilizowanych i w wielu przyrządach pomiarowych występuje potrzeba stosowania źródła napięcia wzorcowego (napięcia odniesienia). Zazwyczaj stosuje się do tego celu przyrządy półprzewodnikowe, najczęściej diody Zenera, a przy większych napięciach diody lawinowe; wynika to z zalet tych przyrządów a przede wszystkim małych wymiarów, dużej trwałości, oraz łatwości wytwarzania i małego kosztu. Poza stałością napięcia wzorcowego w czasie, wymaga się od źródła napięcia wzorcowego niewrażliwości na zmiany napięcia zasilającego, zmiany temperatury otoczenia i wartośc prądu pobieranego z tego źródła. Przyrządy półprzewodnikowe wykazują zadowalającą stałość parametrów w czasie, natomiast uzyskanie odporności na pozostałe czynniki wymaga specjalnych zabiegów technologicznych lub układowych.

Wartość współczynnika temperaturowego dla napięcia Zenera zależy od wartości tego napięcia; współczynnik jest ujemny dla małych napięć, dodatni dla dużych. Odpowiedni wykres przecina linię zerową w pobliżu napięcia 6 V. Ponieważ współczynnik temperaturowy spadku napięcia w kierunku przewodzenia ma dla dio-



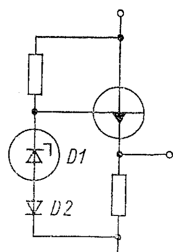
Rys. 1-1. Połączenie diody Zenera z diodą krzemową włączoną w kierunku przewodzenia dla kompensacji współczynnika temperaturowego

dy półprzewodnikowej wartość ujemną, przez szeregowe połączenie diody Zenera i diody złączowej spolaryzowanej w kierunku przewodzenia, można uzyskać kompensację wpływu temperatury na wartość napięcia (rys. 1-1). Jakość tej kompensacji zależy od doboru współczynników temperaturowych obu diod i od zapewnienia ich dobrego kontaktu cieplnego, dlatego najlepsze wyniki daje połączenie diod już przy ich wytwarzaniu. Przy bardzo wysokich wymaganiach stawianych wzorcowi, kompensację łączy się z termostatowaniem. Do tego celu są produ-



Rys. 1-2. Układ wykorzystujący tranzystory umieszczone we wspólnej obudowie jako skompensowaną diodę stabilizacyjną, czujnik i grzejnik termostatu [1]

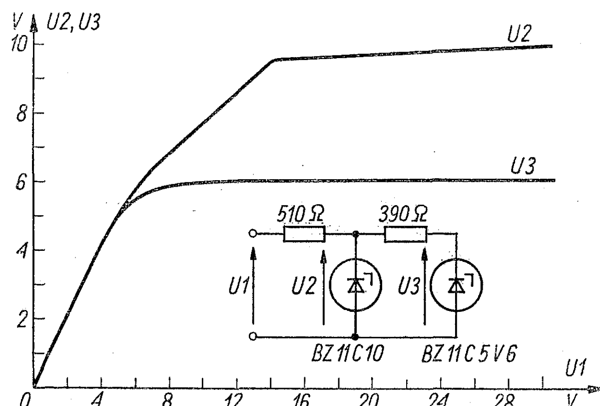
kowane miniaturowe termostaty, mieszczące tylko jedną obudowę diody. Inną koncepcję reprezentuje układ wg [1], przedstawiony na rys. 1-2. Zastosowano w nim cztery tranzystory umieszczone we wspólnej obudowie dla uzyskania skompensowanej diody stabilizacyjnej, czujnika temperatury i grzejnika. Dzięki temu, że wszystkie elementy znajdują się na wspólnym podłożu, stabilizacja temperatury jest bardzo dokładna. Przy prądzie wzorca równym 200 μA napięcie stabilizowane ma wartość 7,83 V, a jego współczynnik temperaturowy jest równy $+4{,}3 \cdot 10^{-6}$/deg w zakresie od 33 do 50°C.
Na rysunku 1-3 przedstawiono schemat prostego wtórnika emiterowego, zmniejszającego wpływ zmian obciążenia na napięcie wzorcowe. Dioda *D2* służy do kompensacji współczynnika temperaturowego napięcia baza-emiter tranzystora. Jeżeli rezystancja dynamiczna pierwszej diody wynosi r_{d1}, drugiej diody — r_{d2}, rezystancja dynamiczna złącza emiterowego tranzystora — r_E, a wzmocnienie prądowe tranzystora jest h_{21e}, to rezystancję wyjściową układu wyraża wzór



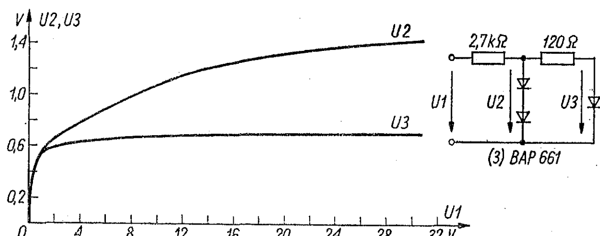
Rys. 1-3. Wtórnik emiterowy, zmniejszający wpływ zmian obciążenia na napięcie stabilizowane

$$r_o = r_E + \frac{r_{d1}+r_{d2}}{h_{21e}}$$

Układ umożliwia zmniejszenie rezystancji wyjściowej, ale nie zmniejsza wpływu zmian napięcia zasilania i temperatury.
Podstawowy sposób poprawienia stałości napięcia wzorcowego przy zmianach napięcia zasilania polega na zasilaniu diody Zenera stabilizowanym prądem, a przy mniej ostrych wymaganiach — na zastosowaniu kaskadowego połączenia dwóch diod, jak to pokazano na rys. 1-4. Wykres *U3* przedstawia napięcie wyjściowe w funkcji napięcia zasilającego układ. Dla porównania na rysunku umieszczono również wykres napięcia istniejącego na pierwszej diodzie. Poprawę stabilizacji osiąga się w tym układzie kosztem konieczności stosowania napięcia zasilającego o wartości znacznie większej od napięcia stabilizowanego.
Podobny układ bywa stosowany przy wykorzystaniu diod spolaryzowanych w kierunku przewodzenia (rys. 1-5); umożliwia on uzyskanie na-

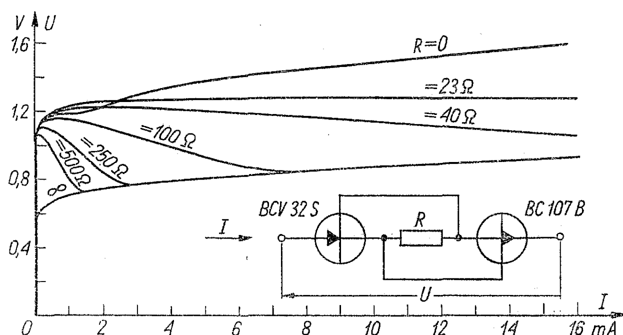


Rys. 1-4. Kaskadowe połączenie diod Zenera dla poprawienia niewrażliwości na zmiany napięcia zasilania



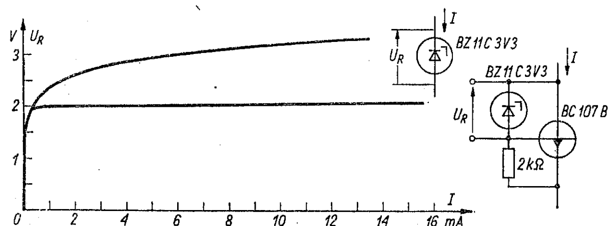
Rys. 1-5. Kaskadowe połączenie diod krzemowych spolaryzowanych w kierunku przewodzenia

pięcia o wartości około 0,7 V przy niezbyt dużej stałości.
Źródłem napięcia o małej wartości jest również układ wg [2], (rys. 1-6), w którym przez dobór



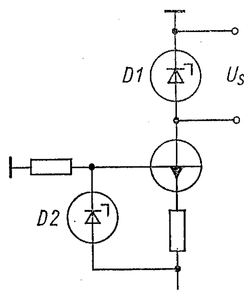
Rys. 1-6. Układ wzorca napięcia, umożliwiający dobór impedancji dynamicznej

rezystora sprzężenia zwrotnego można w pewnych granicach zmian prądu uzyskać zerową, a nawet ujemną wartość impedancji wyjściowej.
Wiele zalet ma prosty układ, przedstawiony na rys. 1-7. Prąd płynący przez diodę jest kontrolowany przez tranzystor sterowany spadkiem napięcia na boczniku w postaci rezystora włączonego między bazę i emiter; zmiana rezystan-



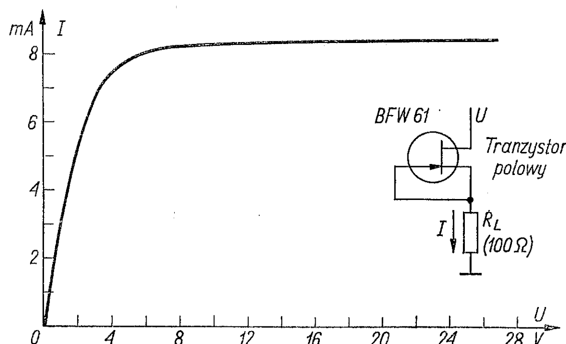
Rys. 1-7. Układ wzorca z diodą Zenera i tranzystorem kontrolującym wartość prądu płynącego przez diodę. Górny wykres przedstawia charakterystykę samej diody

cji tranzystora, bocznikującej diodę, przeciwdziała zmianom prądu diody. Układ umożliwia wybranie małej wartości prądu, przy jednoczesnym poprawieniu właściwości regulacyjnych, a równocześnie umożliwia wygodny wybór napięcia stabilizowanego przez dobranie odpowiedniej wartości rezystora. Z zasady działania wynika, że charakterystyki układu muszą się mieścić wewnątrz charakterystyki samej diody. Wpływ napięcia zasilania można zmniejszyć za pomocą stabilizacji prądu diody, np. prostym układem z rys. 1-8. Tranzystor jest sterowany



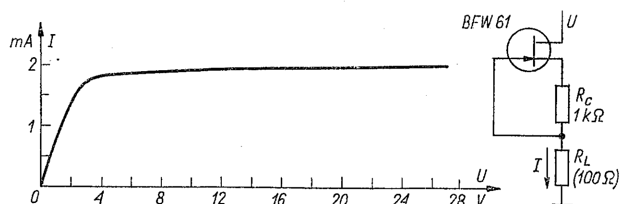
Rys. 1-8. Prosty układ stabilizatora prądu do zasilania diody Zenera *D1*

różnicą spadków napięć na diodzie *D2* i na rezystorze emiterowym, przez który płynie prąd stabilizowany. Dla uzyskania dobrej stabilizacji jest konieczne zachowanie stałego napięcia na diodzie *D2*, które to napięcie zależy od płynącego przez nią prądu. Problem stabilizacji napięcia na diodzie *D2* rozwiązuje następny układ (rys. 1-9) złożony z dwóch diod i dwóch tranzystorów, spełniających nawzajem rolę wzorca napięcia i stabilizatora prądu. Układ o symetrycznej budowie ma drugi niepożądany stan stabilny, w którym oba tranzystory nie przewodzą a na diodach nie występuje napięcie; aby nie dopuścić do tego stanu został dodany rezystor 22 kΩ, wstępnie polaryzujący tranzystor *npn*. Bardzo prosty stabilizator prądu można uzyskać wykorzystując charakterystykę tranzystora polowego (rys. 1-10). Firma Teledyne Semiconduc-



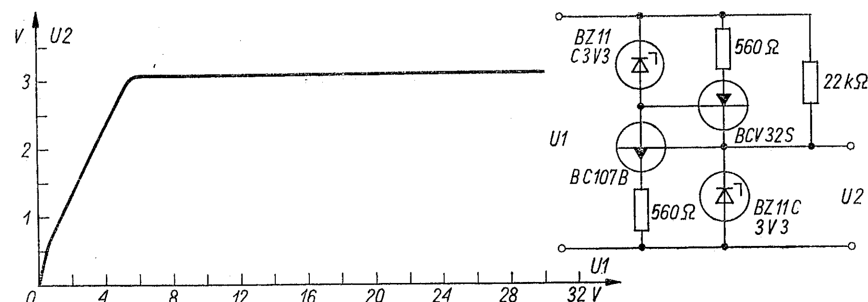
Rys. 1-10. Stabilizator prądu z tranzystorem polowym

tor produkuje tranzystory przeznaczone specjalnie do tego celu, z wyprowadzonymi na zewnątrz obudowy tylko dwiema końcówkami, o oznaczeniu TCR 5275 do TCR 5315, stabilizując prąd od 60 μA do 5,2 mA.
Przez uzupełnienie zwyczajnego tranzystora po-

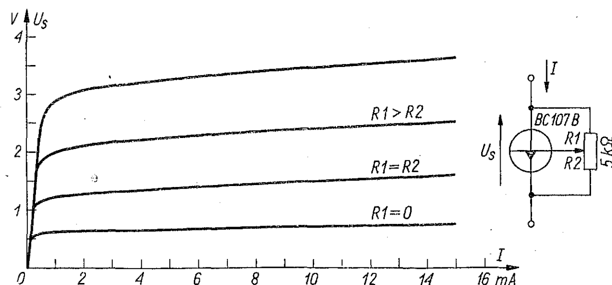


Rys. 1-11. Stabilizator o wartości prądu dobieranej za pomocą rezystora R_c

lowego rezystorem sprzężenia zwrotnego można uzyskać układ stabilizujący dowolną wartość prądu, jak to ilustruje rys. 1-11.
Tranzystor w połączeniu z potencjometrem (rys. 1-12) stanowi wzorzec napięcia o wartości, któ-



Rys. 1-9. Układ stabilizacyjny z dwoma tranzystorami stabilizującymi prąd diod Zenera



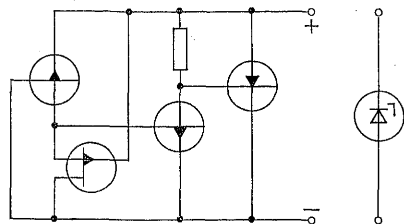
Rys. 1-12. Tranzystor jako źródło napięcia wzorcowego o wartości ustawianej potencjometrem

rą łatwo można ustawić w szerokich granicach. Wadą tego układu jest stosunkowo duża impedancja dynamiczna, co zmusza do stosowania go łącznie z jednym ze stabilizatorów prądu opisanych poprzednio. Wartość napięcia stabilizowanego U_S określa zależność

$$U_S = \frac{R1+R2}{R2} U_{BE}$$

w której U_{BE} oznacza progowe napięcie baza-emiter tranzystora. Współczynnik temperaturowy napięcia U_S jest ujemny, podobnie jak współczynnik temperaturowy napięcia baza-emiter.

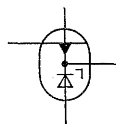
Oprócz diod stabilizacyjnych skompensowanych temperaturowo i mieszczących dwa lub więcej złącz w jednej obudowie, niektóre firmy produkują diody stabilizacyjne scalone, wykazujące bardzo duże zakrzywienie charakterystyki i małą impedancję dynamiczną już dla małych wartości prądu. Przykładem takiego przyrządu jest „dioda" typu LM 103 firmy National Semiconductor o układzie wewnętrznym, przedstawionym na rys. 1-13. Jej napięcie stabilizacji



Rys. 1-13. Układ wewnętrzny scalonej diody stabilizacyjnej LM 103

może wynosić od 1,8 do 5,6 V, optymalny zakres prądu wynosi od 100 μA do 1 mA, a zakres dopuszczalny od 10 μA do 10 mA. Rezystancja dynamiczna wynosi od 5 do 15 Ω, a współczynnik temperaturowy napięcia jest równy −3,3 mV/deg.

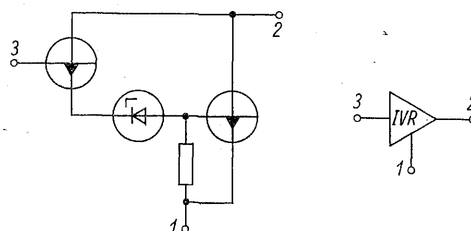
Firma General Electric produkuje specjalny element o oznaczeniu RA-1 do RA-3, stanowiący połączenie diody Zenera i tranzystora (rys. 1-14) i przeznaczony do pełnienia funkcji wzor-



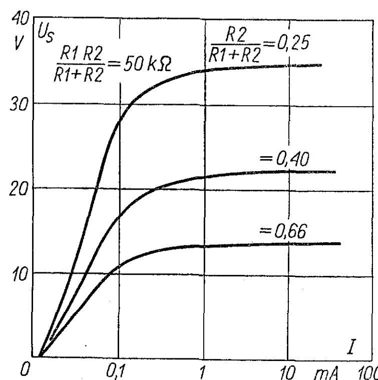
Rys. 1-14. Scalony wzorzec napięcia i wzmacniacz typu RA-1 firmy General Electric

ca napięcia i wzmacniacza napięcia błędu w zasilaczach stabilizowanych. Kompensacja współczynników temperaturowych diody i tranzystora umożliwiła uzyskanie w wersji RA-2B współczynnika temperaturowego $20 \cdot 10^{-6}$/deg w granicach od −55 do +150°C.

Ta sama firma opracowała scalony stabilizator napięcia, oznaczony skrótem IVR (rys. 1-15 i 1-16). Układ zawiera dwa tranzystory i diodę



Rys. 1-15. Układ wewnętrzny i symbol scalonego stabilizatora napięcia D13V firmy General Electric

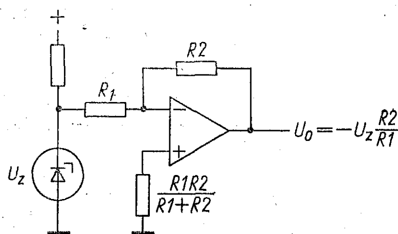


Rys. 1-16. Połączenia zewnętrzne i charakterystyki scalonego stabilizatora D13V1

Zenera. Zasada działania jest podobna jak w przypadku układu z tranzystorem i potencjometrem, przedstawionego na rys. 1-12, ale właściwości stabilizatora scalonego są znacznie lepsze, szczególnie przy małych wartościach prądu. Moc strat może wynosić 400 mW, napięcie stabilizacji można ustawić w granicach od 10 do 40 V, maksymalny prąd impulsowy wynosi 1 A, zakres temperatur pracy od −16 do +125°C. Typowa wartość współczynnika temperaturowego przy rezsytancji równoległego połączenia rezystorów dzielnika równej 50 kΩ wynosi $3 \cdot 10^{-4}$/deg.

Zalety wzmacniaczy operacyjnych, szczególnie takie jak duża impedancja wejściowa, mała im-

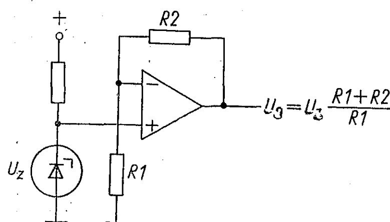
pedancja wyjściowa, łatwość ustawiania wzmocnienia i jego stałość sprawiają, że wzmacniacze operacyjne doskonale nadają się do współpracy z diodami Zenera jako źródła napięć wzorcowych. Podstawowy układ tego typu przedstawiono na rys. 1-17. Wzmacniacz nie musi speł-



Rys. 1-17. Wzorzec napięcia z diodą Zenera i wzmacniaczem operacyjnym w układzie odwracającym znak napięcia

niać specjalnych wymagań, potrzebne są jednak dwa napięcia zasilające, symetryczne względem ziemi.

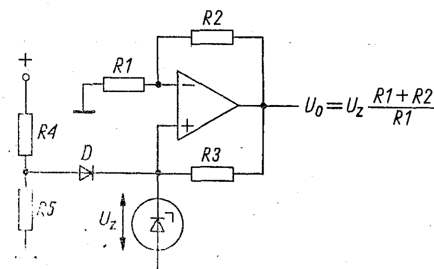
Układ nieodwracający znaku napięcia (rys. 1-18)



Rys. 1-18. Układ nie odwracający znaku napięcia

nakłada pewne ograniczenia. Napięcie diody musi być mniejsze od dopuszczalnej wartości sygnału współbieżnego na wejściu wzmacniacza. Kierunek włączenia diody (i biegunowość napięcia, z którego jest ona zasilana) w tym i poprzednim układzie może być oczywiście wybrany dowolnie.

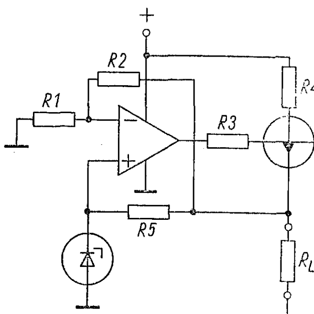
W celu zmniejszenia wpływu napięcia zasilającego diodę Zenera na napięcie wyjściowe, dioda może być zasilana z napięcia wyjściowego, tak jak w układzie rys. 1-19. Przez dodatkową dio-



Rys. 1-19. Zasilanie diody napięciem stabilizowanym

dę *D* płynie prąd polaryzujący układ wstępnie, dopóki wzmacniącz nie osiągnie stanu ustalonego. Na rezystorze *R5* panuje napięcie mniejsze od U_Z, wobec czego w stanie ustalonym dioda *D* nie przewodzi, odcinając diodę Zenera od bocznikującego wpływu dzielnika.

Konieczność stosowania dwóch źródeł zasilania może być niewygodna. Na rysunku 1-20 przed-



Rys. 1-20. Układ zasilany z jednego źródła napięcia

stawiono układ z jednym źródłem zasilania i dodatkowym tranzystorem, umożliwiającym zwiększenie prądu wyjściowego. Dioda Zenera otrzymuje napięcie zasilające z wyjścia układu. Dodatkowy układ rozruchowy nie jest potrzebny, gdyż napięcie na wyjściu wzmacniacza nie może osiągnąć wartości zerowej. Rezystor *R4* zabezpiecza przed przekroczeniem dopuszczalnej wartości prądu tranzystora wyjściowego, natomiast *R3* stanowi zabezpieczenie wzmacniacza; nawet jeżeli wzmacniacz ma wewnętrzne ograniczenie prądu, rezystor *R3* jest potrzebny, gdyż wskutek uziemienia ujemnego bieguna zasilania zwarcie do ziemi jest równoważne zwarciu do bieguna ujemnego, co wiąże się z większą mocą traconą we wzmacniaczu. Niektóre typy wzmacniaczy dopuszczają zwarcie wyjścia z dowolnym biegunem zasilania i nie wymagają dodatkowych zabezpieczeń.

Wzmacniacze operacyjne, nie mające kompensacji wewnętrznej wymagają jeszcze dodatkowych elementów zewnętrznych dla zapewnienia stabilności.

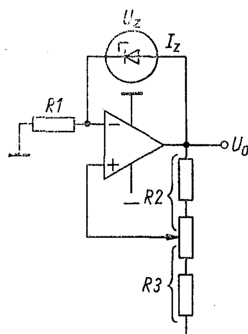
Włączenie diody Zenera w gałąź sprzężenia zwrotnego ujemnego umożliwia uzyskanie stabilizacji prądu tej diody. Wartość prądu najwygodniej tak dobrać by uzyskać minimalną wartość współczynnika temperaturowego. Dla układu z rys. 1-21 napięcie wyjściowe jest wyrażone zależnością

$$U_o = U_Z\frac{R2+R3}{R2}$$

zaś prąd płynący przez diodę

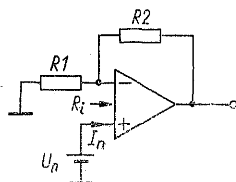
$$I_Z = U_Z\frac{R3}{R1\,R2}$$

Jak widać z tych wzorów, dla poprawnej pracy układu jest konieczne zapewnienie wartości *R2* większej od zera.



Rys. 1-21. Włączenie diody Zenera w gałąź sprzężenia zwrotnego ujemnego

Duża impedancja wejściowa wzmacniacza operacyjnego umożliwia zastosowanie jako wzorca



Rys. 1-22. Współpraca wzmacniacza operacyjnego z ogniwem normalnym

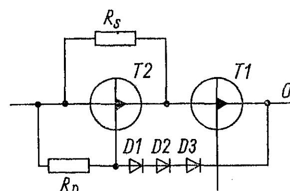
ogniwa normalnego w układzie podstawowym na rys. 1-22. Prąd obciążający ogniwo wynosi

$$I_n = I_b + \frac{U_n(1+R2/R1)}{GR_i}$$

przy czym: I_b — prąd polaryzujący wejście wzmacniacza; G — wzmocnienie wzmacniacza bez sprzężenia zwrotnego; R_i — różnicowa rezystancja wejściowa wzmacniacza.

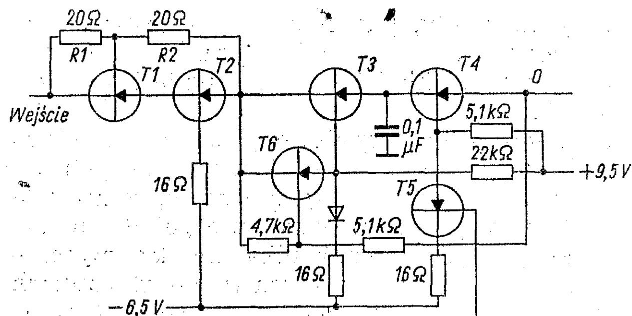
1.2 Układy stabilizacyjne ze zmniejszoną mocą wydzielaną na tranzystorach

W najprostszej wersji popularnego układu stabilizatora szeregowego tranzystorowego moc wydzielana na tranzystorze szeregowym może być równa iloczynowi napięcia wejściowego i prądu obciążenia. Ten najniekorzystniejszy przypadek występuje przy jednoczesnym występowaniu najmniejszego napięcia wyjściowego i największego prądu, jakim może być obciążony stabilizator. Równoległe łączenie tranzystorów mocy jest niekorzystne ze względu na ich wysoką cenę, dużą objętość radiatorów oraz konieczność włączenia wszystkich tranzystorów na pełne napięcie stabilizatora. Z tych względów pojawiły się liczne układy, których zadaniem jest umożliwienie zwiększenia mocy stabilizatora powyżej granicy wyznaczonej w najprostszym rozwiązaniu stabilizatora mocą strat tranzystora szeregowego.
Problem mocy jest najbardziej istotny w przypadku zasilaczy z dużym zakresem napięcia wyjściowego, najczęściej używanych do celów laboratoryjnych. Proste rozwiązanie w postaci przełączanego napięcia wejściowego (niestabilizowanego) jest najczęściej nie do przyjęcia ze wzgędu na nieciągłość zmiany napięcia wyjściowego, kłopotliwe stany nieustalone przy zmianie zakresu, lub niewygodne w obsłudze. Nieco wygodniejsze jest połączenie ustawiania napięcia potencjometrem ze zmianą napięcia transformatorem regulacyjnym, jednak taki transformator jest duży i ciężki.
Na rysunku 1-23 przedstawiono układ, w którym przez zastosowanie rezystora bocznikującego jeden z szeregowo połączonych tranzystorów i przez zastosowanie specjalnego sterowania tych tranzystorów można uzyskać czterokrotne zmniejszenie maksymalnej mocy wydzielanej na tranzystorach szeregowych. Oznaczmy maksymalne napięcie, jakie może panować na układzie szeregowym przez U_m, maksymalny prąd obciążenia przez I_m. Wartość rezystancji R_S wynosi wówczas U_m/I_m. Prąd płynący przez rezystancję R_D nasyca trzy szeregowo połączone diody, na których panuje napięcie około 2 V. Tranzystor *T2* jest sterowany różnicą tego napięcia i napięcia kolektor-emiter tranzystora *T1*. Tranzystor *T2* zaczyna przewodzić, gdy napięcie na tranzystorze *T1* spadnie do wartości mniejszej od 2 V. Moc wydzielana na tranzystorze *T2* zostaje zmniejszona wskutek bocznikowania go przez rezystor R_S, który powinien być zwymiarowany na moc równą iloczynowi U_mI_m. Maksymalna moc, jaka może wystąpić na każdym z tranzystorów jest równa 1/4 tej wartości, przy czym nie są nią obciążone oba tranzystory równocześnie; jeżeli są one umieszczone na wspólnym radiatorze, wówczas radiator może być zwymiarowany tylko przy uwzględnieniu mocy $U_mI_m/4$.



Rys. 1-23. Układ umożliwiający czterokrotne zmniejszenie mocy wydzielanej w tranzystorach szeregowych

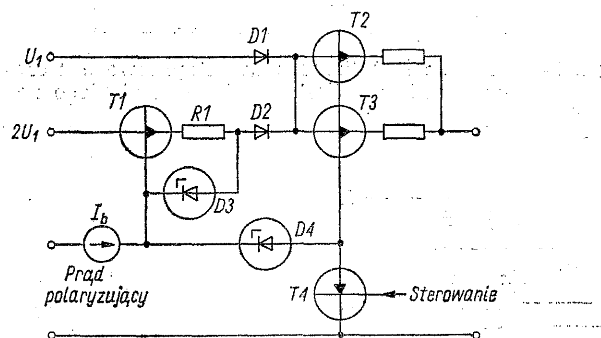
Przykład układu pracującego na tej zasadzie przedstawiono na rys. 1-24. Układ różni się od poprzedniego zastosowaniem czterech tranzy-



Rys. 1-24. Układ zmniejszający moc wydzielaną w tranzystorach szeregowych, zastosowany w zasilaczu Elpo P313/314

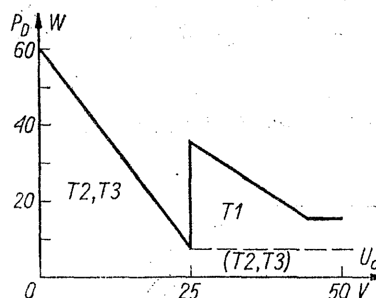
storów połączonych szeregowo i dwóch rezystorów bocznikujących tranzystory *T1* i *T2*. Napięcie progowe równe −6,5 V pochodzi z oddzielnego prostownika. Tranzystor *T4* jest sterowany za pośrednictwem wtórnika emiterowego *T5*. Zadaniem tranzystora *T6* jest podział napięcia między tranzystory *T3* i *T4*, za pośrednictwem dzielnika włączonego w obwód bazy tego tranzystora, przy czym dzielnik jest zasilany spadkiem napięcia na tranzystorach *T3* i *T4*. Rezystory bocznikujące *R1* i *R2* wpływają dodatkowo na podział napięcia między tranzystory *T1* i *T2*.

Układ przedstawiony na rys. 1-25 został zastosowany w precyzyjnym zasilaczu stabilizowanym typu 6105A firmy Hewlett-Packard. Prostownik zasilacza dostarcza dwóch napięć, które są stabilizowane przez podwójny układ, zawierający tranzystor *T1* dla większego napięcia i tranzy-



Rys. 1-25. Zasada dwuzakresowego zasilacza stabilizowanego firmy Hewlett-Packard

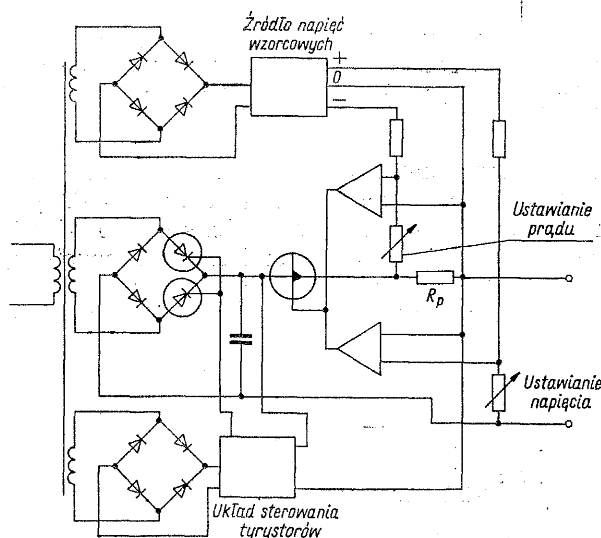
story *T2* i *T3* dla mniejszego. Przy małych napięciach wyjściowych, mniejszych od U_1, napięcie istniejące na kolektorach tranzystorów *T2* i *T3* odcina diodę *D2* i prąd wyjściowy pochodzi jedynie ze źródła U_1. Kiedy napięcie wyjściowe jest tylko o 4 V niższe od U_1, dioda *D2* zaczyna przewodzić. Dla większych napięć wyjściowych napięcie na kolektorach *T2* i *T3* wzrasta powyżej poziomu U_1, i dioda *D1* przestaje przewodzić. Tranzystory *T2* i *T3* zostają wówczas nasycone, a sterowanie przejmuje tranzystor *T1*, czerpiący prąd ze źródła $2U_1$. Układ z rezystorem *R1* i diodą Zenera *D3* ogranicza prąd tego tranzystora do wartości dwukrotnie mniejszej od maksymalnego prądu tranzystorów *T2* i *T3*. Na rysunku 1-26 przedstawiono prze-



Rys. 1-26. Przebieg mocy na tranzystorach szeregowych przy maksymalnej wartości prądu w funkcji napięcia wyjściowego

bieg mocy wydzielanej na tranzystorach w funkcji napięcia wyjściowego, przy maksymalnej wartości prądu obciążenia.

Na rysunku 1-27 przedstawiono schemat blokowy zasilacza stabilizującego napięcie lub prąd

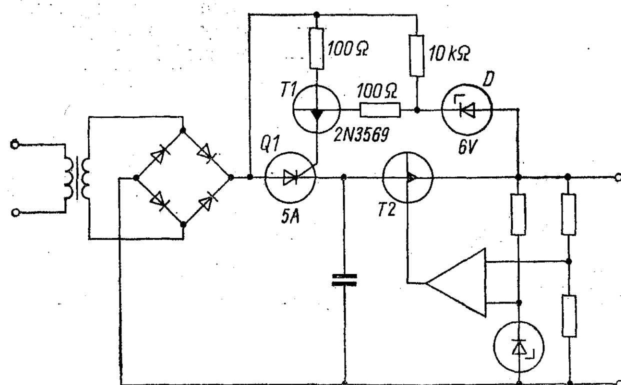


Rys. 1-27. Schemat blokowy stabilizatora dwustopniowego z prostownikiem tyrystorowym

wyjściowy (z automatyczną zmianą rodzaju pracy) firmy Hewlett-Packard, w którym zastosowano dodatkowy stopień stabilizacji z prostownikiem tyrystorowym. Tyrystory są sterowane z układu, utrzymującego stałą wartość napięcia na tranzystorze szeregowym. Wartość tego napięcia wynosi około 2 V, dzięki czemu moc strat tranzystora może być bardzo mała w po-

równaniu z mocą w układzie ze stałym napięciem z prostownika. Takie rozwiązanie łączy dużą sprawność stabilizatora impulsowego z dużą dokładnością i małymi szumami stabilizatora w układzie z tranzystorem szeregowym. Ważną rolę w pracy prostownika tyrystorowego gra indukcyjność rozproszenia transformatora sieciowego, która ogranicza prędkość narastania prądu tyrystorów, zwiększając przy tym niezawodność układu i zmniejszając zakłócenia radiowe i szumy, które mogą przedostać się na wyjście stabilizatora.

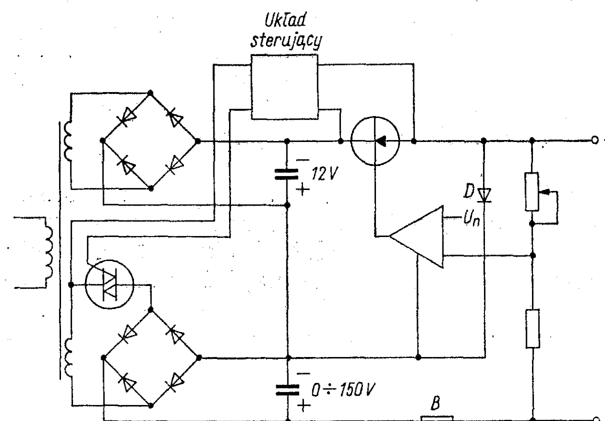
Przykładem bardzo prostej realizacji tyrystorowego stabilizatora wstępnego jest układ P. Pohla [3], przedstawiony na rys. 1-28. Stabilizator



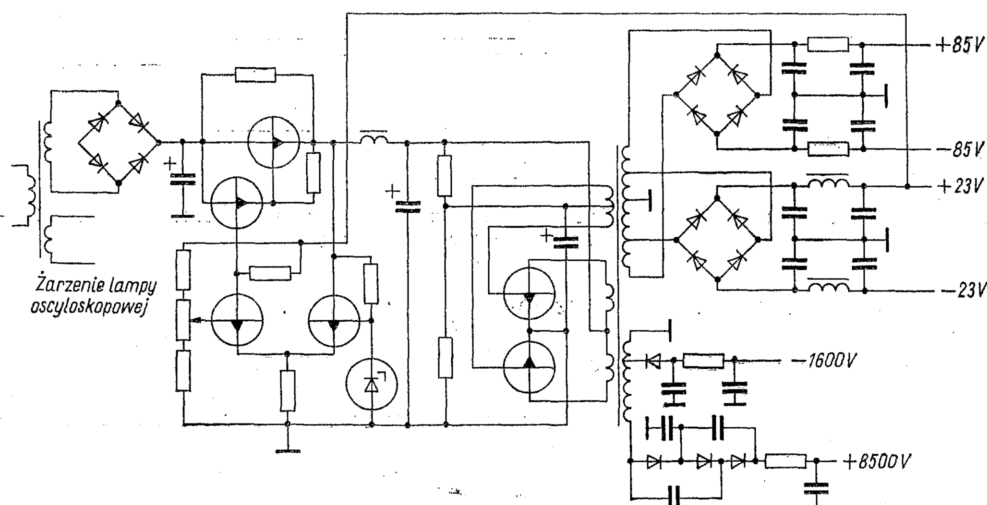
Rys. 1-28. Prosty układ z tyrystorem utrzymującym spadek napięcia na tranzystorze szeregowym na poziomie około 6 V

podstawowy narysowano w uproszczeniu. Baza tranzystora sterującego tyrystor ma — dzięki diodzie Zenera — napięcie większe o **6 V** od napięcia istniejącego na emiterze tranzystora szeregowego *T2*, wobec czego tranzystor *T1* przewodzi, co powoduje przewodzenie tyrystora, tylko wtedy, gdy napięcie na tranzystorze szeregowym spadnie poniżej poziomu **6 V**. Tyrystor w tym układzie działa jedynie jako przełącznik.

Stabilizatory dwustopniowe pracujące na tej zasadzie są przydatne tylko do niezbyt dużych napięć wyjściowych, ze względu na to, że zwarcie zacisków wyjściowych powoduje pojawienie się całego napięcia prostownika na tranzystorze szeregowym, który w normalnych warunkach pracuje jedynie przy małym napięciu. Rozwiązanie problemu zmniejszenia napięcia na tranzystorze szeregowym ilustruje rys. 1-29. Napięcia wyjściowe niesterowanego prostownika niskiego napięcia i sterowanego prostownika wysokiego napięcia są połączone szeregowo. Prostownik sterowany utrzymuje w przybliżeniu stałą wartość napięcia na tranzystorze szeregowym, który jest sterowany wzmocnionym napięciem błędu, pochodzącym z całego napięcia



Rys. 1-29. Zasada stabilizatora dwustopniowego z szeregowym połączeniem źródeł wysokiego i niskiego napięcia



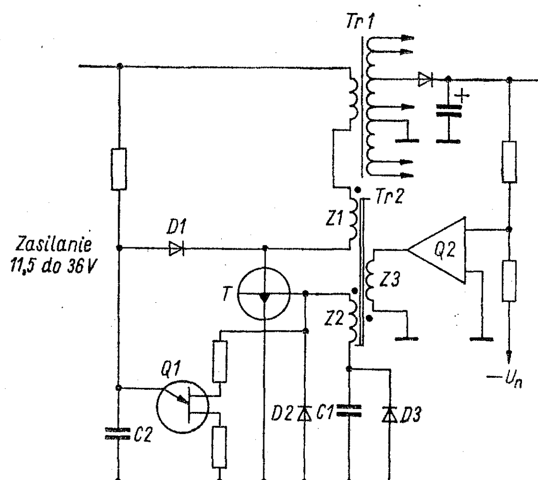
Rys. 1-30. Schemat zasilacza oscyloskopu PM 3210

wyjściowego i wyrównuje wahania napięcia obu źródeł.

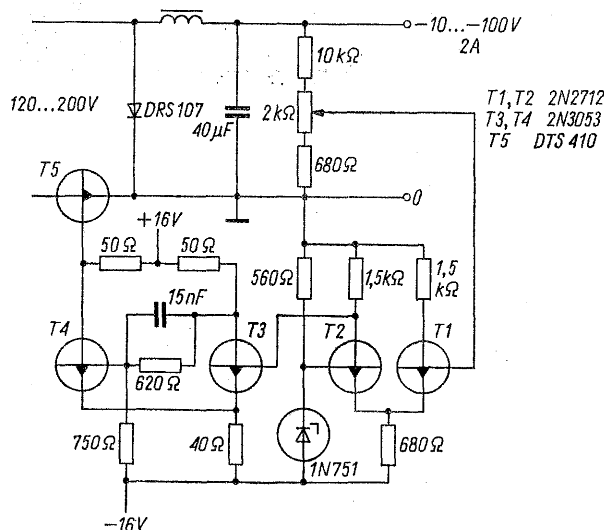
Dioda *D* stanowi zabezpieczenie tranzystora szeregowego przed zwarciem. Dzięki niej ten tranzystor nigdy nie jest narażony na napięcie większe od napięcia pochodzącego z prostownika niskonapięciowego.

Na rysunku 1-30 przedstawiono schemat zasilacza stabilizowanego z oscyloskopu PM 3210 firmy Philips. Układ zawiera niesterowany prostownik połączony z transformatorem sieciowym, stabilizator szeregowy oraz przetwornicę napięcia pracującą przy częstotliwości ultradźwiękowej. Zaletą tego rozwiązania jest mniejszy koszt i mniejsze straty mocy, niż w przypadku kilku oddzielnych stabilizatorów szeregowych; łatwiejsze jest również wykonanie wielouzwojeniowego transformatora o dużej wytrzymałości izolacji, kiedy jest on przewidziany do pracy przy większej częstotliwości. Pewną wadę układu stanowi możliwość zmiany stosunku napięć wyjściowych z poszczególnych prostowników przy nierównoczesnej zmianie obciążeń, ale przy zastosowaniu w oscyloskopie nie występują duże zmiany obciążenia.

W oscyloskopie typu 1700A firmy Hewlett-Packard (rys. 1-31) z zasilaniem uniwersalnym zastosowano jednotranzystorową przetwornicę napięcia ze stabilizacją napięcia wyjściowego przez sterowanie długości impulsów, dzięki czemu całkowicie wyeliminowano straty wnoszone przez tranzystor szeregowy. Przetwornica ma dwa transformatory. Przez ich uzwojenia pierwotne przepływa prąd kolektora tranzystora *T*. Transformator *Tr2* ma rdzeń z materiału z prostokątną pętlą histerezy. Napięcie wejściowe może się zmieniać w granicach od 11,5 do 36 V. Napięcie wbudowanego akumulatora wynosi 24 V. Przy tym napięciu sprawność zasilacza jest największa i wynosi 0,87. Tranzystor jednozłączowy *Q1* wytwarza impulsy, umożliwiające rozruch przetwornicy. Przy nasyceniu tranzystora *T* kondensator *C2* zostaje zwarty przez diodę i układ rozruchowy zostaje wyłączony na czas normalnej pracy przetwornicy. Przepływ prądu kolektora przez uzwojenie *Z1* indukuje na uzwojeniu *Z2* napięcie powodujące głębsze nasycenie tranzystora. Przepływ prądu przez tranzystor trwa aż do nasycenia rdzenia transformatora *Tr2*, kiedy to znika sprzężenie między uzwojeniami *Z1* i *Z2*, co powoduje zanik przepływu prądu czemu towarzyszy pojawienie się napięcia na wszystkich uzwojeniach transformatora *Tr1* i naładowanie kondensatorów filtrujących za prostownikami. Napięcie indukowane przy zaniku prądu w uzwojeniu *Z2* wywołuje z kolei przepływ prądu przez diodę *D2* i przemagnesowuje rdzeń transformatora *Tr2*. Ten prąd ładuje również kondensator *C1*. Wówczas gdy napięcie na kondensatorze osiągnie wartość wystarczającą do włączenia tranzystora, tranzystor zaczyna przewodzić i cykl powtarza się od nowa, a prąd bazy rozładowuje kondensator *C1*. Sterowanie długości impulsów prądowych odbywa się za pośrednictwem uzwojenia *Z3*. Prąd stały płynący przez to uzwojenie zwiększa lub zmniejsza strumień w rdzeniu transformatora *Tr2*, wskutek czego nasycenie występuje przy innej wartości prądu w uzwojeniu *Z1*. Prądu sterującego dostarcza komparator, porównujący napięcie wzorca z jednym z napięć wyjściowych. Częstotliwość pracy przetwornicy zmienia się w zależności od napięcia zasilania w granicach od 10 do 40 kHz. Dodatkową zaletę tego układu sta-



Rys. 1-31. Uproszczony schemat zasilacza oscyloskopu 1700A firmy Hewlett-Packard

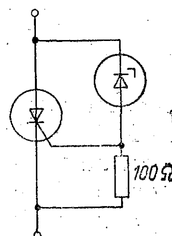


Rys. 1-32. Układ stabilizatora przełącznikowego firmy Delco

nowi całkowite oddzielenie galwaniczne źródła zasilania od obwodów oscyloskopu.
Przykładem prostego stabilizatora przełącznikowego jest układ firmy Delco (rys. 1-32). Na schemacie nie pokazano źródła napięć pomocniczych +16 V i −16 V. Tranzystory *T1* i *T2* tworzą wzmacniacz różnicowy, porównujący próbkę napięcia wyjściowego z napięciem diody Zenera i sterujący przerzutnik Schmitta z tranzystorami *T3* i *T4*. Tranzystor *T5* pełni funkcję wyłącznika sterowanego przez tranzystor *T4*. Błąd stabilizacji tego układu jest mniejszy niż 0,5%.

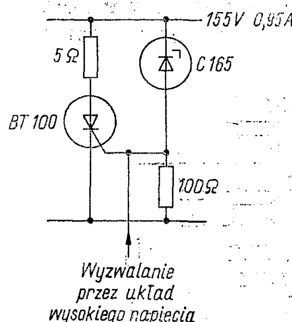
1.3. Zabezpieczenie przed przekroczeniem dopuszczalnej wartości napięcia zasilania

W typowym układzie zasilacza stabilizowanego z tranzystorem szeregowym wzrost napięcia powyżej wartości znamionowej może wystąpić wskutek przebicia tranzystora szeregowego lub przez zwarcie między przewodami dołączonymi do zasilaczy o różnych napięciach. Ponieważ wzrost napięcia wyjściowego powyżej wartości stabilizowanej powoduje odłączenie tranzystora szeregowego przez układ regulacji, impedancja wyjściowa zasilacza rośnie i zasilacz nie zabezpiecza zasilanych układów przed przepięciem. Jeszcze inną przyczyną wzrostu napięcia może być uszkodzenie innych elementów zasilacza a nawet stany nieustalone przy włączaniu i wyłączaniu. Złożone urządzenia półprzewodnikowe źle znoszą zwiększenie napięcia powyżej wartości dopuszczalnej, a szczególnie narażone są cyfrowe układy scalone, których duża liczba jest zazwyczaj zasilana z jednego źródła. Z tych względów stosowanie specjalnych układów zabezpieczających przed skutkami wszystkich uszkodzeń zasilacza jest coraz częściej konieczne. Wymaga się od nich przede wszystkim niezawodności, precyzyjnej kontroli poziomu napięcia, szybkości działania i niezależności od innych elementów zasilacza. Automatyczne ponowne włączanie napięcia a nawet możliwość ponownego użycia stanowią zalety dodatkowe, lecz nie są one konieczne.
Na rysunkach 1-33 przedstawiono prosty układ zabezpieczający. Napięcie diody stabilizacyjnej musi być dobrane odpowiednio do wartości znamionowej napięcia zasilacza. Tyrystor musi oczywiście wytrzymać napięcie zasilacza. Układ zabezpieczający współpracuje zwykle z dodatkowym zabezpieczeniem np. bezpiecznikiem topikowym i dlatego tyrystor nie musi być przewidziany do pracy z obciążeniem ciągłym prądem zwarcia. Znacznie istotniejszy czynnik stanowi energia zawarta w kondensatorach filtrujących, która musi być pochłonięta przez tyrystor.



Rys. 1-33. Układ zabezpieczający przed przekroczeniem dopuszczalnego napięcia

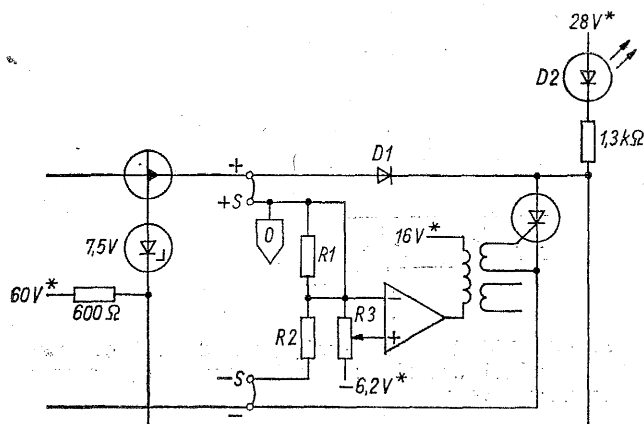
W typowych zastosowaniach niskonapięciowych prąd znamionowy tyrystora wynosi 5 A, a nawet 1 A. W przypadku układu przeznaczonego do zasilacza z większymi napięciami i z dużymi pojemnościami kondensatorów, prąd maksymalny i energia impulsu rozładowania mogą być zmniejszone przez włączenie rezystora w szereg z tyrystorem, jak to ilustruje przykład układu z telewizora „Goya K9" firmy Philips, wyposażonego w zasilacz z tranzystorem przełącznikowym (rys. 1-34).



Rys. 1-34. Układ zabezpieczający z telewizora Philips „Goya K9"

Proste układy zabezpieczające mogą być stosowane jedynie do zasilaczy o stałej wartości napięcia wyjściowego i tylko wtedy, gdy to napięcie jest wystarczająco duże, aby zapewnić zapłon tyrystora (np. ponad 5 V).
W precyzyjnym zasilaczu laboratoryjnym firmy Hewlett-Packard typu 6104A, zastosowano układ zabezpieczający, który może być nastawiony nawet na napięcie 0,5 V (rys. 1-35). Niezawodny zapłon tyrystora zwierającego zapewnia jego polaryzacja ze źródła napięcia 28 V, przez diodę luminescencyjną *D2* i rezystor 1,3 kΩ. Maksymalne napięcie wyjściowe zasilacza wynosi 20 V, co sprawia, że anoda tyrystora ma w czasie normalnej pracy napięcie co najmniej o 7 V większe, niż jego katoda. Dioda *D1* oddziela obwód zwieracza od zacisku dodatniego dopóty, dopóki nie nastąpi zapłon tyrystora. Bramka tyrystora otrzymuje impuls zapłonowy z komparatora przez transformator z trzema uzwojeniami. Dodatkowe uzwojenie umożliwia równoczesne

wyzwalanie kilku układów zwierających, albo wyzwalanie układu sygnałem zewnętrznym. Aby włączenie zwieracza nie obciążało tranzystora



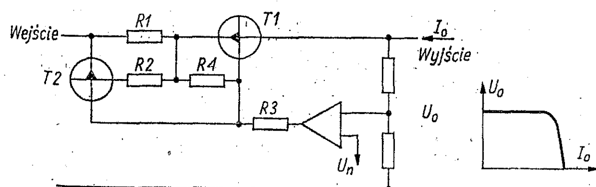
Rys. 1-35. Układ zabezpieczający z zasilacza typu 6104A firmy Hewlett-Packard. Wartości napięć oznaczone gwiazdką odnoszą się do punktu zerowego (+S)

szeregowego pełną mocą zasilacza, tyrystor został połączony z bazą tego tranzystora przez diodę Zenera o napięciu 7,5 V, tak by baza nie zwierała napięcia polaryzującego tyrystor. Dioda *D2* spełnia funkcję wskaźnika zadziałania układu zabezpieczającego. W zasilaczu przewidziano możliwość umieszczenia czujnika fotoelektrycznego w pobliżu tej diody dla wprowadzenia sygnału o wystąpieniu przepięcia do systemu współpracującego z zasilaczem.

1.4 Zabezpieczenie przed przekroczeniem dopuszczalnej wartości prądu

Zasilacze tranzystorowe ze stabilizowanym napięciem wyjściowym cechuje mała impedancja wyjściowa; z tego powodu wymagają one zazwyczaj stosowania specjalnego zabezpieczenia przed przekroczeniem dopuszczalnej wartości prądu wyjściowego, szczególnie w przypadku stabilizatora z tranzystorem szeregowym.

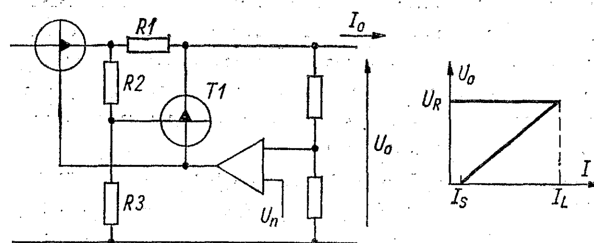
Prosty układ zabezpieczający przedstawiono na rys. 1-36. Rezystor *R1* służy do pomiaru prądu. Napięcie występujące na nim jest proporcjonalne do wartości prądu i steruje bazę tranzystora zabezpieczającego *T2*. Tranzystor *T2* nie przewodzi podczas normalnej pracy zasilacza, to znaczy tak długo, jak długo napięcie na rezystorze *R1* jest mniejsze od 0,6 V (w przypadku tranzystora krzemowego). Gdy prąd przekroczy wartość dopuszczalną, tranzystor *T2* zaczyna przewodzić i bocznikuje prąd sterujący bazę tranzystora szeregowego, ograniczając w ten sposób prąd wyjściowy zasilacza. Rezystor *R2* służy do ograniczenia prądu bazy tranzystora zabezpieczającego. Zadaniem rezystora *R3* jest ograniczenie prądu wyjściowego sterującego wzmacniacz różnicowy. Rezystor *R4* zwiększa dopuszczalne napięcie kolektor-emiter tranzystora szeregowego i zmniejsza prąd zerowy tego tranzystora.



Rys. 1-36. Układ ograniczający prąd wyjściowy stabilizatora szeregowego

Jeżeli zasilacz ma oddzielne wzmacniacze sterujące do kontroli napięcia i prądu, tak jak w układzie z rys. 1-27, nie jest potrzebne oddzielne zabezpieczenie przed przekroczeniem dopuszczalnego prądu i układ przechodzi automatycznie od stabilizacji napięcia do stabilizacji prądu przy zwiększaniu obciążenia. Charakterystyka takiego zasilacza ma kształt prostokątny.

Zwarcie wyjścia prostego stabilizatora szeregowego z ograniczeniem prądu wyjściowego wywołuje wzrost strat w tranzystorze szeregowym do wartości maksymalnej. Z tego względu często stosuje się układy o „zagiętej" charakterystyce, to znaczy takie, w których prąd wyjściowy maleje w miarę zmniejszania rezystancji obciążenia poniżej wartości krytycznej. Przykład takiego układu i jego charakterystykę przedstawiono na rys. 1-37. Dopóki rezystancja obciążenia



Rys. 1-37. Układ zabezpieczający tranzystor szeregowy z „zagiętą" charakterystyką

ma wartość większą od krytycznej, tranzystor *T1* nie wpływa na pracę zasilacza, bo napięcie na rezystorze *R1* jest za małe dla wysterowania bazy tego tranzystora, spolaryzowanej dodatkowo przez dzielnik *R2* i *R3*. Zmniejszenie rezystancji obciążenia poniżej wartości krytycznej wywołuje przepływ prądu tranzystora *T1*, co dzieje się kosztem prądu bazy tranzystora szeregowego i w konsekwencji powoduje zmniejszenie prądu i napięcia wyjściowego. Mniejsze napięcie wyjściowe oznacza zmniejszenie pola-

ryzacji bazy tranzystora *T1*, wskutek czego prąd wyjściowy nie jest ograniczany na stałym poziomie i jego wartość maleje gdy maleje rezystancja obciążenia. Dla uproszczenia rozważań analizę działania układu ograniczymy do wyznaczenia maksymalnej wartości prądu wyjściowego i wartości prądu zwarcia. Kiedy napięcie wyjściowe U_o jest stabilizowane i wynosi U_Z, jego wartość jest znacznie większa od spadku napięcia na rezystorze *R1* i dla maksymalnej wartości prądu obowiązuje zależność

$$R1\, I_L = U_{BE1} + \frac{U_R\, R2}{R2+R3}$$

w której U_{BE1} oznacza progowe napięcie baza-emiter tranzystora *T1*.
Stąd maksymalna wartość prądu

$$I_L = \frac{U_{BE1} + \frac{U_R\, R2}{R2+R3}}{R1}$$

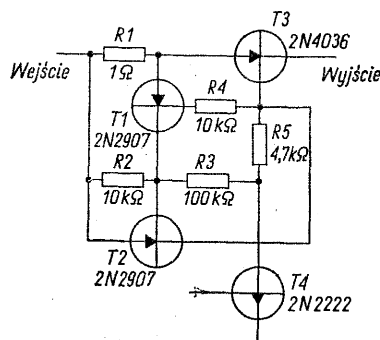
W przypadku zwarcia, kiedy $U_o = 0$, dla określenia napięcia polaryzującego bazę nie można już pominąć spadku napięcia na rezystorze *R1*

$$R1\, I_S = U_{BE1} + \frac{R1\, I_S\, R2}{R2+R3}$$

skąd

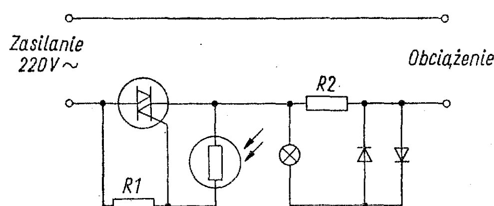
$$I_S = \frac{U_{BE1}}{R1\left(1 - \frac{R2}{R2+R3}\right)}$$

Inne sposoby zabezpieczenia tranzystora szeregowego to ograniczenie prądu przy prądzie malejącym w miarę zmniejszania rezystancji obciążenia, połączenie ogranicznika prądu z układem ograniczającym moc wydzielaną na tranzystorze szeregowym [4], czujnik prądu wyjściowego w postaci przekaźnika języczkowego [5], wyłącznik sterowany temperaturą chłodnicy [6], oraz liczne wyłączniki tranzystorowe, wymagające ręcznego załączania po zadziałaniu. Większość tych rozwiązań jest na tyle złożona lub niewygodna, że nie znalazły one szerszego zastosowania.
Układ przedstawiony na rys. 1-38 [7] łączy ograniczenie prądu tranzystora szeregowego z ograniczeniem temperatury jego złącza. Temperatura nie jest mierzona, lecz określana pośrednio przez kontrolę napięcia baza-emiter. Podczas normalnej pracy tranzystor *T1* przewodzi, gdyż jest on sterowany analogicznie jak tranzystor szeregowy. Tranzystor *T2* nie przewodzi, bo prąd jego bazy, pochodzący ze spadku napięcia na rezystorze *R5*, zmniejszonego przez dzielnik *R3*, *R2*, jest bocznikowany tranzystorem *T1*. W przypadku przekroczenia dopuszczalnej wartości prądu tranzystor *T2* zostaje wysterowany spadkiem napięcia na rezystorze *R1*. W miarę nagrzewania się złącza tranzystora *T3*, jego napięcie baza-emiter maleje, aż przestanie być wystarcza-



Rys. 1-38. Układ zabezpieczający przed przekroczeniem dopuszczalnej wartości prądu i temperatury tranzystora szeregowego

jące do wysterowania tranzystora *T1*. Kiedy tranzystor *T1* przestanie przewodzić, tranzystor *T2* zostaje wysterowany prądem, płynącym przez rezystory *R5*, *R3*, *R2*, bocznikując prąd bazy tranzystora *T3*, dopóki nie zostanie wyłączony zasilacz. Tranzystor *T1* stanowi wzorzec napięcia baza-emiter i powinien być umieszczony w miejscu nie narażonym na nagrzewanie przez elementy zasilacza wydzielające ciepło. Krytyczną wartość przyrostu temperatury można ustawić rezystorem *R3*. Układ może być zastosowany również do zasilacza przełącznikowego, w którym tranzystor *T4* jest sterowany sygnałem impulsowym.
Rysunek 1-39 ilustruje zasadę ogranicznika prądu, który może być włączony przed odbiornikiem prądu zmiennego mało wrażliwym na za-



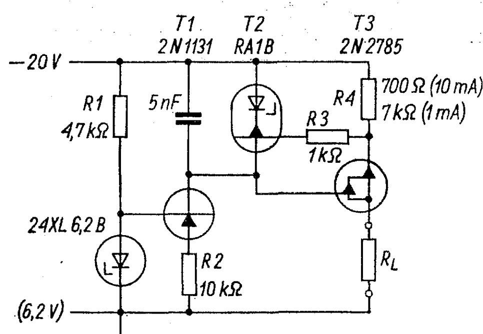
Rys. 1-39. Układ ogranicznika prądu zmiennego, nie wymagający osobnego zasilania

wartość harmonicznych w napięciu zasilającym, takim jak np. silnik kolektorowy. Poniżej wartości krytycznej prądu triak (tyrystor symetryczny), „zapala się" w każdej połówce okresu, gdyż prąd jego bramki, dostarczany przez rezystor *R1* nie jest bocznikowany przez nieoświetlony fotorezystor. Powyżej tej wartości prądu spadek napięcia na rezystorze *R2* jest wystarczający dla wywołania świecenia żarówki, oświetlającej fotorezystor, który wskutek tego zmniejsza swą rezystancję i nie dopuszcza do

zapłonu triaka. Diody włączone w szereg z żarówką oraz charakterystyka żarówki powodują dwustanowe działanie układu.

1.5 Prosty stabilizator prądu (General Electric)

Stabilizator prądu stałego, którego schemat przedstawiono na rys. 1-40, mimo wielkiej prostoty układu ma bardzo dobre parametry, wy-



Rys. 1-40. Stabilizator prądu 1 mA lub 10 mA

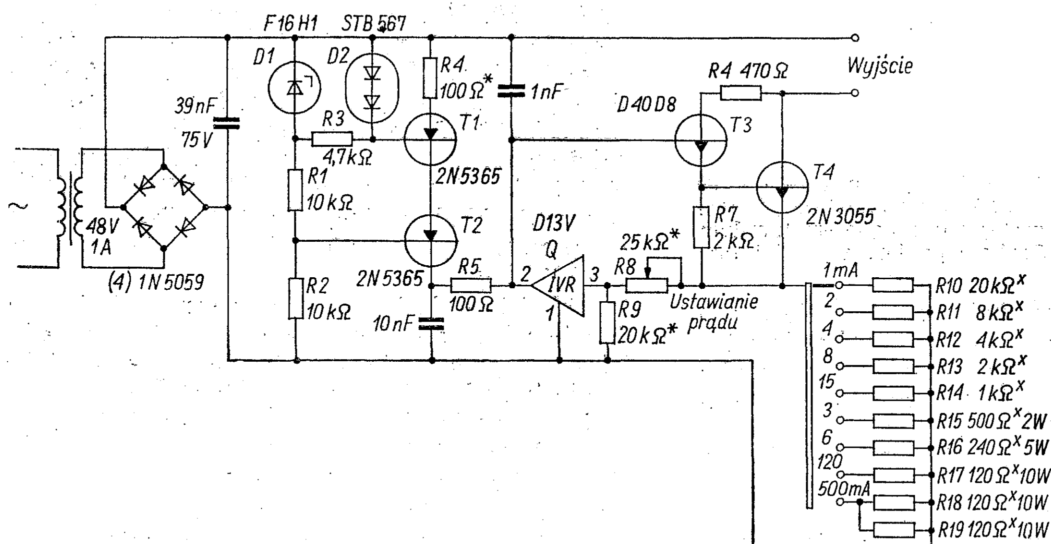
rażające się impedancją wewnętrzną większą od 100 MΩ przy prądzie 10 mA i większą od 1300 MΩ przy wartości prądu równej 1 mA. Współczynnik temperaturowy wynosi $1{,}3 \cdot 10^{-5}$/deg. Dioda Zenera i tranzystor *T1* stanowią źródło prądowe dla scalonego wzmacniacza wzorcowego *T2*, sterowanego spadkiem napięcia na rezystorze *R4*. Prąd wyjściowy stabilizatora różni się od prądu płynącego przez rezystor pomiarowy wskutek przepływu prądu bazy tranzystorów *T2* i *T3*

$$I_L = I_{R4} + I_{B2} - I_{B3}$$

Współczynnik temperaturowy układu może być optymalizowany przez dobór wartości rezystora *R2*, ustalającego prąd tranzystora *T2*.

1.6. Stabilizator prądu [8]

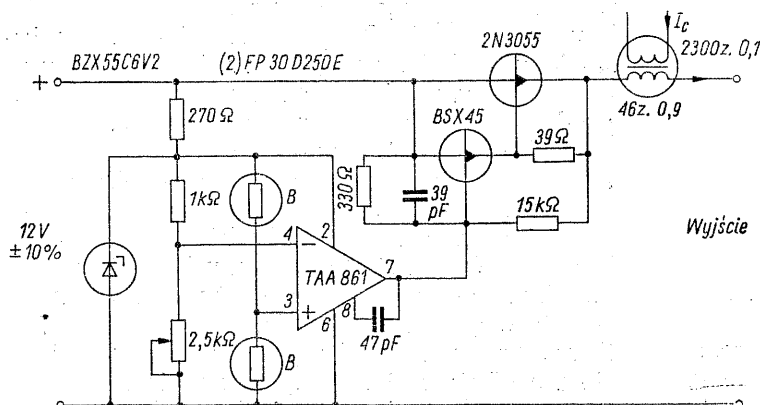
Układ z rys. 1-41 jest przeznaczony do stabilizacji prądu stałego w 9 zakresach od 1 mA do 500 mA, przy napięciu wyjściowym od 0 do 50 V. Do pomiaru prądu służą przełączane rezystory *R10* do *R19*. Wzorzec napięcia i równocześnie wzmacniacz napięcia błędu stanowi scalony stabilizator napięcia *Q*. Diody *D1* i *D2* tworzą kaskadowy układ stabilizacji napięcia wzorcowego dla źródła prądowego z tranzystorami *T1*, *T2*. Dioda *D2*, specjalnie przeznaczona do stabilizacji małych napięć, zawiera dwa złącza spolaryzowane w kierunku przewodzenia. Tranzystor *T2* został zastosowany dla zmniejszenia napięcia na tranzystorze *T1*. Wyjście scalonego stabilizatora *Q* steruje tranzystory *T3*, *T4* w układzie Darlingtona. W szereg z tymi tranzystorami jest włączone obciążenie.
Zmiana rezystancji obciążenia w pełnym zakresie powoduje zmianę prądu wyjściowego typowo o 0,02%; zmiana napięcia zasilania o 10% wprowadza zmianę napięcia stabilizowanego równą 0,1%. Zmiany temperaturowe prądu wyjściowego są powodowane przede wszystkim wpływem rezystorów.



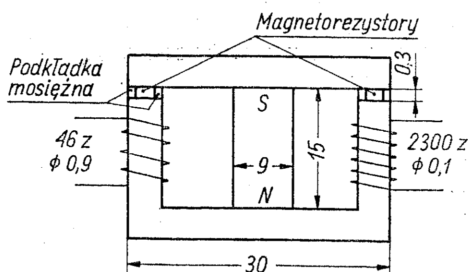
Rys. 1-41. Stabilizator prądu 1 mA do 500 mA przy napięciu od 0 do 50 V. Rezystory oznaczone gwiazdką powinny mieć mały współczynnik temperaturowy. Nieoznaczone rezystory: 0,5 W, 5%

1.7. Stabilizator prądu z izolowanym obwodem sterującym [9]

W układzie stabilizatora prądu firmy Siemens (rys. 1-42) do pomiaru i sterowania prądu zastosowano specjalny przetwornik z magnetorezystorami o konstrukcji przedstawionej na rys. 1-43. Przetwornik działa różnicowo, porównując prąd stabilizowany z prądem sterującym, przy czym ich stosunek wynosi 50 : 1. Magnetorezystory są wstępnie polaryzowane magnesem trwałym i razem z dwoma dodatkowymi rezystorami tworzą mostek zasilany napięciem z diody Zenera. Napięcie z przekątnej mostka jest doprowadzone do wzmacniacza operacyjnego, który steruje układ tranzystorów szeregowych.



Rys. 1-42. Schemat stabilizatora prądu z pomiarem prądu przy użyciu przetwornika z magnetorezystorami



Rys. 1-43. Przetwornik do pomiaru prądu. Rdzeń EI 30 z materiału Permenorm 5000 H 2 z usuniętą środkową kolumną, która została zastąpiona magnesem trwałym z ferrytu strontowego. Grubość pakietu wynosi 6 mm

Układ mostkowy umożliwia ograniczenie uchybu temperaturowego do 2,5% w zakresie od 0 do 60°C mimo dużej wartości współczynnika temperaturowego magnetorezystorów. Przy odpowiednim dobraniu magnetorezystorów wartość tego uchybu może być jeszcze zmniejszona dwukrotnie.

Wartość prądu wyjściowego można ustawiać w granicach od 0,1 do 1,7 A. Zmiany napięcia wejściowego o 10% w obie strony od wartości znamionowej powodują błąd $1 \cdot 10^{-3}$; zmiany obciążenia od zwarcia do wartości odpowiadającej napięciu 9,5 V zmieniają prąd wyjściowy o $1,1 \cdot 10^{-4}$.

1.8 Precyzyjne źródło prądu (Hewlett-Packard, Model 6181B)

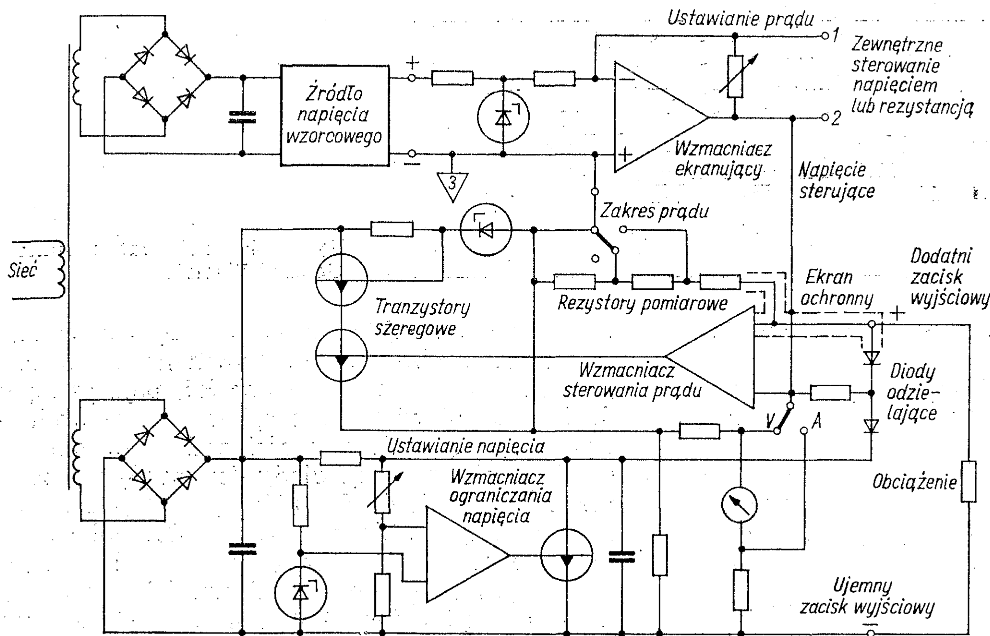
Zasilacz laboratoryjny ze stabilizacją prądu typu 6181B firmy Hewlett-Packard, którego uproszczony schemat jest przedstawiony na rys. 1-44, jest urządzeniem o bardzo dobrych parametrach technicznych, dużej wszechstronności (ustawianie zadanej wartości prądu może się odbywać gałką potencjometru, zdalnie przez zmianę rezystancji lub napięcia, prąd wyjściowy może być modulowany sygnałem małej częstotliwości) i interesujących rozwiązaniach konstrukcyjnych. Wartość prądu można ustawiać płynnie w trzech przełączanych zakresach: od 0 do 2,5 mA, do 25 mA i do 250 mA, przy napięciu wyjściowym od 0 do 100 V. Maksymalne napięcie wyjściowe może być oddzielnie ustawione potencjometrem. Impedancja wyjściowa na zakresie 2,5 mA składa się z rezystancji 1330 MΩ i równolegle pojemności 10 pF; na najwyższym zakresie te wartości wynoszą 13,3 MΩ i 1000 pF. Pełna zmiana obciążenia lub zmiana napięcia zasilania o 10% wywołuje błąd poniżej $25 \cdot 10^{-6}$. Współczynnik temperaturowy prądu jest mniejszy od $75 \cdot 10^{-6}$/deg.

W układzie stabilizatora prądu wszystkie impedancje włączone równolegle do zacisków wyjściowych pogarszają stabilizację przez zmniejszenie impedancji wewnętrznej; z tego powodu zastosowano bardzo dobrą izolację układu, staranną konstrukcję mechaniczną oraz aktywny ekran ochronny otaczający dodatni zacisk wyjściowy. Działanie aktywnego ekranu ochronnego polega na tym, że przepływ niepożądanych prądów do zacisku chronionego może odbywać się tylko pod wpływem różnicy potencjałów. Je-

żeli ekran otaczający wrażliwe elementy układu jest utrzymywany na tym samym potencjale, co te elementy, wówczas nie może między nimi płynąć prąd. Wszystkie prądy z otoczenia mogą przepływać przez ekran, ale nie do zacisku dodatniego. Oczywiście, ekranu ochronnego nie można łączyć z żadnym z zacisków wyjściowych. Funkcję utrzymywania zerowego napięcia między zaciskiem dodatnim i ekranem spełnia wzmacniacz elektrometryczny, którego wejście nieodwracające fazy napięcia jest połączone przez rezystory pomiarowe z zaciskiem dodatnim. W ten sposób uzyskano separację obwodów sterowania prądu od zacisku chronionego. Ekran ochronny, mający taki sam potencjał jak zacisk dodatni jest wykorzystany do pomiaru napięcia i prądu wyjściowego bez obciążenia wyjścia stabilizatora.

Wzmacniacz sterujący tranzystory szeregowe ma różnicowe wejścia połączone odpowiednio z dodatnim zaciskiem wyjściowym i wyjściem wzmacniacza ekranującego. Ponieważ na wyjściu wzmacniacza sterującego panuje napięcie równe różnicy spadku napięcia na rezystorach pomiarowych, reprezentującego rzeczywistą wartość prądu wyjściowego i napięcia odwzorowującego żądaną wartość prądu, wzmocnione napięcie błędu steruje tranzystory szeregowe w taki sposób, aby tę różnicę zmniejszyć.

Ograniczanie napięcia wyjściowego odbywa się przez połączenie zacisku dodatniego ze stabilizatorem napięcia przez diody, które oddzielają te punkty dopóki napięcie wyjściowe ma wartość mniejszą od nastawionej. Dla polepszenia izolacji zastosowano dwie diody. Połączenie ich wspólnego punktu z ekranem ochronnym zapewnia to, że do chwili wystąpienia ograniczenia przez „górną" diodę nie może płynąć prąd, bo nie występuje na niej różnica napięć.



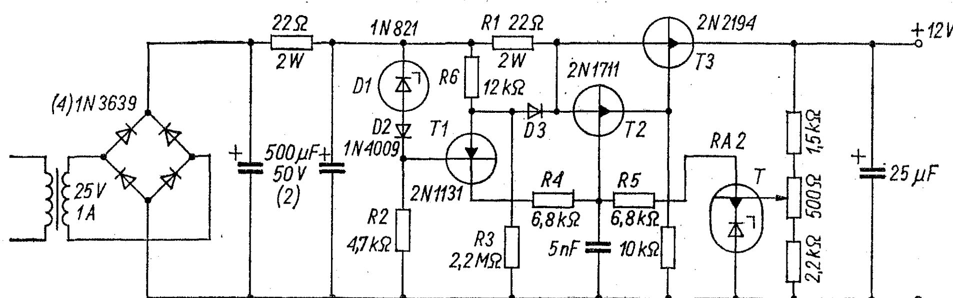
Rys. 1-44. Uproszczony schemat zasilacza prądowego Hewlett-Packard Model 6181B

Zacisk oznaczony na rysunku numerem *1* umożliwia modulowanie prądu wyjściowego zewnętrznym sygnałem z generatora akustycznego a zacisk oznaczony *2* jest przeznaczony do sterowania sygnałem napięciowym (do modulacji jest używany sygnał prądowy); w obu przypadkach drugi biegun źródła zewnętrznego jest połączony z zaciskiem *3*. Dodatkowy rezystor załączony między zaciski *1* i *2* umożliwia sterowanie rezystancją zewnętrzną.

1.9 Zasilacz stabilizowany 12 V, 200 mA [10]

W zasilaczu małej mocy opracowanym przez firmę General Electric (rys. 1-45) wykorzystano scalony wzmacniacz wzorcowy typu RA 2, złożony z tranzystora i diody Zenera o napięciu 7 V i zasilany stałym prądem z tranzystora *T1*, oraz stopień wyjściowy w układzie Darlingtona dla uzyskania dużej stałości napięcia wyjściowego przy prostym układzie zasilacza. Napięcie odniesienia dla generatora stałego prądu z tranzystorem *T1* pochodzi z diod *D1* i *D2*; dioda *D2* służy do kompensacji temperaturowej. Rezystor *R3* kompensuje wpływ rezystancji dynamicznej diod *D1*, *D2*, dzięki czemu 10% zmiana napięcia zasilania powoduje zmianę napięcia wyjściowego tylko o 10^{-5}. Przez dobór wartości rezystora *R3* można poprawić stabilizację napięcią

jeszcze dziesięciokrotnie. Rezystor *R4* ogranicza prąd w stanie nieustalonym, natomiast *R5* służy do ustawienia napięcia kolektor-baza wzmacniacza wzorcowego na wartość optymalną równą 3 V.



Rys. 1-45. Schemat zasilacza General Electric

Ograniczenie prądu zrealizowano przy użyciu rezystora *R1* i diody *D3*. Ponieważ spadek napięcia na tym rezystorze musi wynosić około 6 V, po to by zaczęła przewodzić dioda *D3*, spolaryzowana napięciem występującym na rezystorze *R6*, ten sposób ograniczenia prądu nadaje się jedynie do zasilaczy o małym prądzie wyjściowym.

1.10 Zasilacz z ograniczeniem prądu zwarcia (Telefunken)

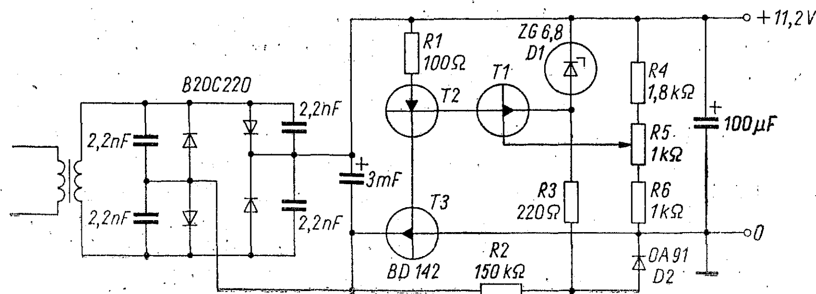
Zasilacz do przenośnego telewizora „Porti 1200 S" (rys. 1-46) ma pomysłowe rozwiązanie ograniczenia prądu zwarcia do wartości mniejszej od prądu obciążenia znamionowego. Maksymalną wartość prądu wyjściowego, przy której napięcie wyjściowe jest jeszcze stabilizowane, określa napięcie wejściowe, wzmocnienie prądowe tranzystora *T3* i wartość rezystora *R1*. Tranzystory *T1* i *T2* są przy tym nasycone. Dalsze zmniejszanie rezystancji obciążenia powoduje zmniejszenie napięcia wyjściowego (ponieważ prąd nie może już wzrosnąć), co pociąga za sobą zmniejszenie napięcia na diodzie Zenera *D1* i zmniejszenie wysterowania wszystkich tranzystorów, a tym samym ograniczenie prądu wyjściowego. Rezystor *R2* i dioda *D2* tworzą układ rozruchowy. Ze względu na to, że dioda Zenera jest zasilana z wyjścia stabilizatora, a prąd zerowy tranzystora szeregowego jest niewielki, układ po włączeniu mógłby osiągnąć stan, w którym wszystkie tranzystory byłyby w stanie nieprzewodzenia. Do całkowitego zaniku napięcia nie dopuszcza rezystor *R2*, polaryzujący diodę *D1* niewielkim prądem, co powoduje wzrost napięcia do wartości stabilizowanej. W stanie ustalonym prąd diody Zenera płynie przez rezystor *R3* i diodę *D2*, która pozostaje nasycona, eliminując wpływ rezystora *R2*. Połączenie tranzystora szeregowego z ujemnym biegunem pozwoliło na uniknięcie konieczności stosowania izolacji między jego kolektorem a radiatorem i ramą telewizora.

Przy zasilaniu telewizora z akumulatora o znamionowym napięciu 12 V, akumulator jest włączony równolegle do prostownika, bez odłączania prostownika i transformatora.

1.11 Stabilizator napięcia 24 V, 3 A

W układzie stabilizatora przedstawionym na rys. 1-47 dużą stałość napięcia wyjściowego uzyskano dzięki zastosowaniu trzystopniowego wzmacniacza napięcia błędu, układowi Darlingtona tranzystorów szeregowych i zasilaniu diody Zenera napięciem stabilizowanym.

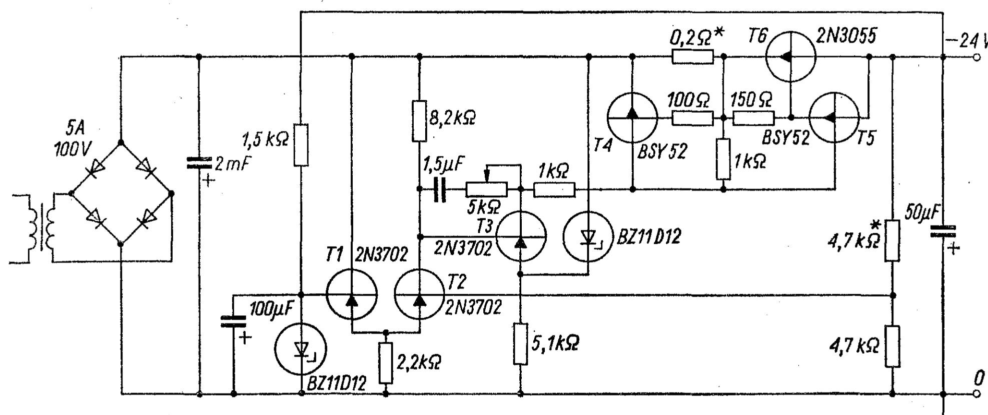
Tranzystory *T1* i *T2* tworzą wzmacniacz różnicowy porównujący część napięcia wyjściowego z napięciem wzorca. Tranzystor *T3* w drugim stopniu wzmacniacza ma napięcie emitera związane przez diodę Zenera z napięciem ujemnym



Rys. 1-46. Zasilacz z telewizora Porti 1200 S

występującym na wejściu stabilizatora. Trzeci stopień zawiera tranzystory *T5* i *T6* w układzie Darlingtona. Tranzystor *T4*, sterowany spadkiem napięcia na rezystorze szeregowym, pełni funkcję ograniczania prądu wyjściowego przez zwieranie prądu bazy tranzystora *T5*.

Ze względu na duże wzmocnienie układu, w celu zapewnienia odpowiedniej stabilności jest konieczna kompensacja częstotliwościowa, do czego służy człon *RC* włączony między kolektor i bazę tranzystora *T3*. Potencjometrem dobiera się kompensację stanowiącą kompromis między występowaniem drgań w układzie a zbyt wolną reakcją na zmiany obciążenia.



Rys. 1-47. Schemat stabilizatora napięcia 24 V

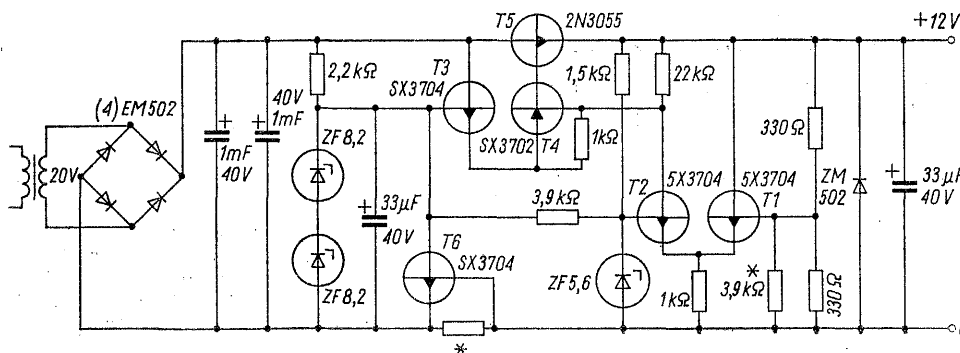
1.12 Stabilizator napięcia 12 V (Sécheron)

Zasilacz firmy Sécheron (rys. 1-48) jest przeznaczony do zasilania urządzeń wymagających napięcia dodatniego i ujemnego względem przewodu zerowego. Z tego względu na wyjściu umieszczono diodę zabezpieczającą przed przeciwnym kierunkiem napięcia przy włączaniu zasilania. Dla ujednolicenia konstrukcji zasilacze napięcia dodatniego i ujemnego są wykonane identycznie i pracują niezależnie od siebie. Układ zawiera stabilizator wstępny z dwiema diodami Zenera, który zasila tranzystor sterujący *T4* przez wtórnik emiterowy *T3*. Dioda Zenera, stanowiąca wzorzec napięcia, jest zasilana napięciem stabilizowanym z dwóch źródeł: ze stabilizatora wstępnego przez rezystor 3,9 kΩ i z wyjścia zasilacza przez rezystor 1,5 kΩ. Takie rozwiązanie łączy precyzję stabilizacji z ograniczeniem mocy wydzielanej w tranzystorze szeregowym przy nadmiernym obciążeniu. Tranzystor *T6* służy do ograniczania prądu przez bocznikowanie stabilizatora wstępnego.

1.13 Zasilacz z symetrycznymi napięciami wyjściowymi

W wielu zastosowaniach występuje potrzeba istnienia dwóch napięć zasilających, symetrycznych względem wspólnego punktu. Przykładem takiej konstrukcji jest układ z rys. 1-49, przeznaczony do zasilania wzmacniaczy operacyjnych.

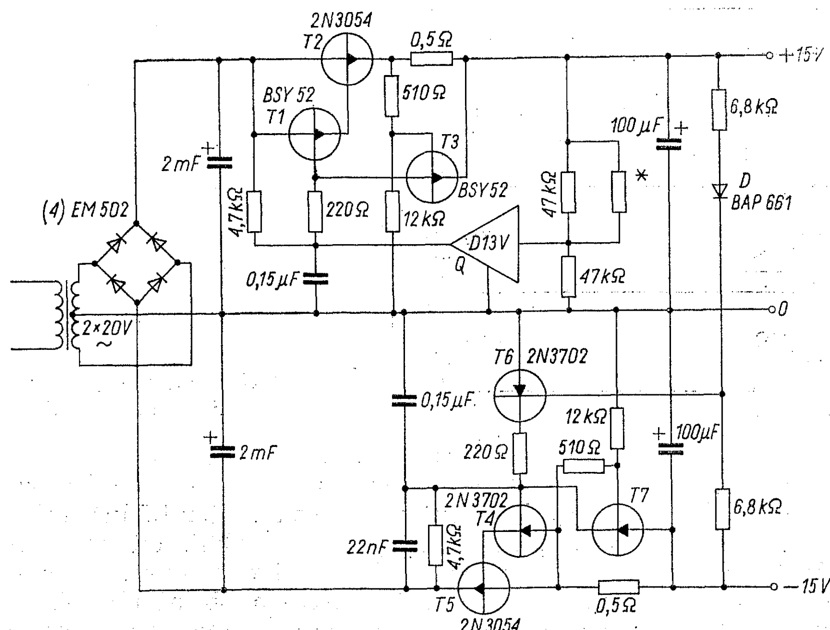
Stabilizator napięcia dodatniego pracuje niezależnie i spełnia funkcję stabilizatora „prowadzącego" dla stabilizatora napięcia ujemnego, który nie ma oddzielnego źródła napięcia wzorcowego. Układ pierwszego stabilizatora został uproszczony przez zastosowanie scalonego wzor-



Rys. 1-48. Schemat zasilacza firmy Sécheron

ca napięcia, działającego również jako wzmacniacz. Oba stabilizatory mają zabezpieczenie przed przeciążeniem o „zagiętej” charakterystyce, uzyskanej dzięki tranzystorom *T3* i *T7*. Jeżeli ta funkcja nie jest wymagana, oba tranzystory i związane z nimi rezystory mogą być wyeliminowane bez zmiany reszty układu. Rezystory 200 Ω w obwodzie bazy tranzystorów *T1* i *T4* służą do ograniczania prądu sterującego i są potrzebne tylko przy stosowaniu układu ograniczającego prąd wyjściowy.

Stabilizator napięcia ujemnego jest sterowany napięciem z dzielnika włączonego między dodatni i ujemny przewód wyjściowy; dla częściowego skompensowania zmian napięcia baza-emiter tranzystora *T6* w skład dzielnika wchodzi dioda *D*. Dokładną wartość napięć wyjściowych dobiera się za pomocą rezystora oznaczonego na schemacie gwiazdką. Układ zasilacza zapewnia to, że oba napięcia zmieniają się przy tym symetrycznie, dopóki nie wystąpi ograniczenie prądu. Ograniczenie prądu w części dodatniej zasilacza wywołuje również zmniejszenie ujemnego napięcia wyjściowego, ale nie na odwrót.

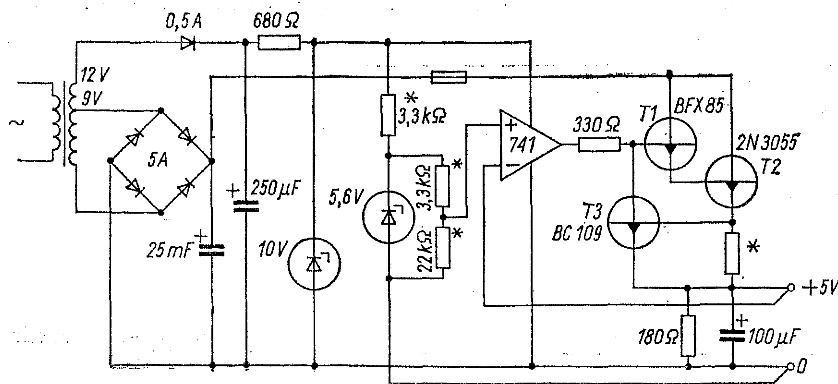


Rys. 1-49. Zasilacz z napięciami symetrycznymi +15 V i −15 V

1.14 Zasilacz o napięciu 5 V [11]

W zasilaczu przeznaczonym dla cyfrowych układów scalonych rodziny TTL (rys. 1-50) zastosowano scalony wzmacniacz operacyjny jako różnicowy wzmacniacz napięcia błędu, co przyczyniło się do uproszczenia układu i zmniejszenia liczby zastosowanych elementów. Wzmacniacz typu μA 741 lub jego odpowiednik ma w tym zastosowaniu przewagę nad wcześniejszymi typami wzmacniaczy dzięki wewnętrznej kompensacji częstotliwościowej oraz odporności na większe napięcia wejściowe.

Układ stabilizatora jest prosty, ale nie najlep-



Rys. 1-50. Schemat zasilacza dla układów TTL. Wartości rezystorów oznaczonych gwiazdkami są dobierane dla uzyskania wymaganego napięcia wyjściowego, progu ograniczania prądu i minimalnego współczynnika temperaturowego

szy. Do jego słabych punktów trzeba zaliczyć dzielnik napięcia włączony równolegle do diody Zenera, jednopołówkowe prostowanie napięcia pomocniczego i ograniczenie prądu wyjściowego do stałej wartości bez zmniejszania prądu zwarcia.
Rezystor włączony w szereg z diodą dostarczającą napięcia wzorcowego ma wartość dobieraną dla uzyskania minimalnej wartości współczynnika temperaturowego. Rezystorem w obwodzie emitera tranzystora *T2* ustala się wartość, przy której występuje ograniczenie prądu.

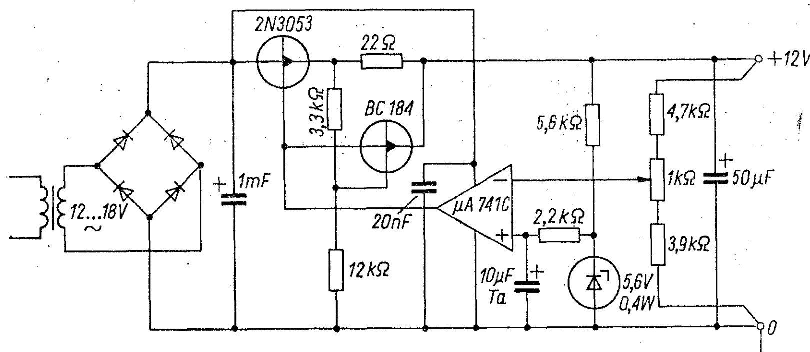
1.15 Zasilacz stabilizowany z ograniczoną mocą strat przy zwarciu [12]

Układ z rys. 1-51 dostarcza napięcia 12 V, wskutego czego napięcie przed stabilizacją jest na tyle duże, że może być bezpośrednio użyte do zasilania wzmacniacza operacyjnego. Przy stosowaniu podobnego układu należy pamiętać o tym, aby napięcie zasilające nie przekroczyło wartości dopuszczalnej, która dla wzmacniacza typu 741 wynosi 36 V.

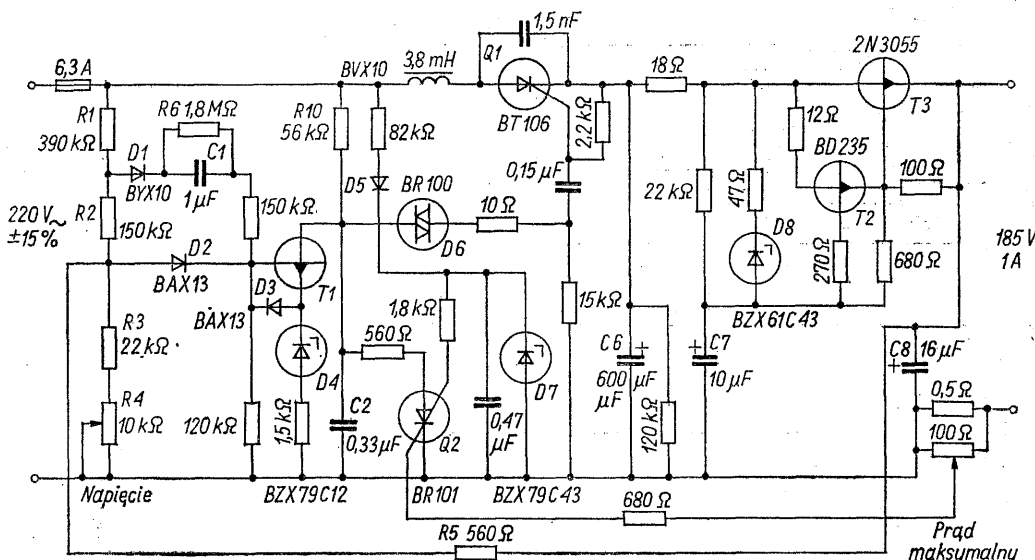
Tranzystor BC 184 ogranicza moc traconą w tranzystorze szeregowym przy zwarciu przez zmniejszenie prądu zwarcia do wartości mniejszej od prądu znamionowego zasilacza. Rezystor w obwodzie wejścia nieodwracającego wzmacniacza służy do wyrównania rezystancji zewnętrznej obu wejść dla zmniejszenia dryftu temperaturowego. Kondensator 20 nF, blokujący zasilanie wzmacniacza jest istotny dla zwiększenia szybkości reakcji i zapewnienia stabilności układu. Szumy pochodzące z diody Zenera są blokowane przez filtr *RC*.

1.16 Zasilacz stabilizowany do odbiornika telewizji kolorowej (Valvo)

Zasilacz przedstawiony na rys. 1-52 służy do zasilania pełnotranzystorowego odbiornika telewizji kolorowej. Tyrystor *Q1* pracuje jako jednopołówkowy prostownik sterowany, a tranzystor *T3* pełni funkcję filtru wygładzającego tętnienia na kondensatorze *C6*, ładowanym impulsami prądu tyrystora.



Rys. 1-51. Zasilacz stabilizowany ze wzmacniaczem operacyjnym, zabezpieczony przed zwarciem

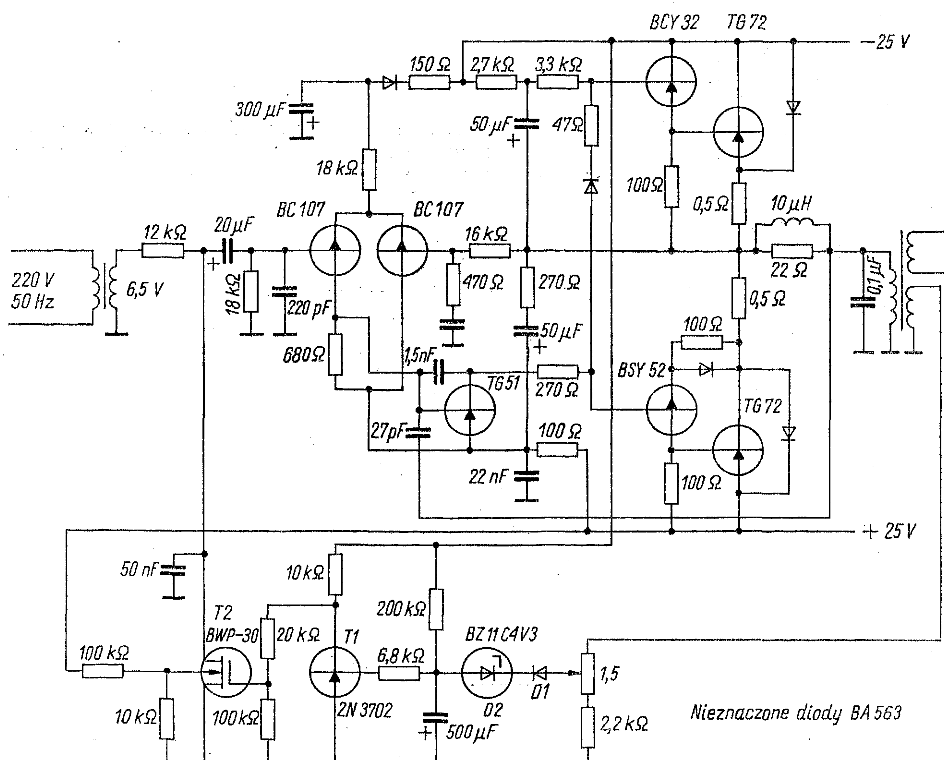


Rys. 1-52. Schemat zasilacza tyrystorowego do telewizora

Wzmacniacz napięcia błędu z tranzystorem *T1* jest sterowany zarówno napięciem wyjściowym z kondensatora *C8*, jak i napięciem wejściowym przez rezystory *R1*, *R2* i diody *D1*, *D2*, co przyczynia się do poprawienia stabilizacji. Napięcie odniesienia pochodzi z diody *D4*. Tranzystor *T1* jest zasilany napięciem zmiennym przez przesuwnik fazowy *R10*, *C2* dla umożliwienia uzyskania małych kątów przewodzenia tyrystora sterowanego impulsami wytwarzanymi przez diodę wyzwalającą *D6*.
Filtr tętnień, złożony z tranzystorów *T2* i *T3* zmniejsza amplitudę tętnień z 5 do 0,3 V, przy prądzie obciążenia 1 A. Działanie filtru polega na tym, że prąd obwodu kolektor-emiter zależy głównie od prądu bazy tranzystora, a w znacznie mniejszym stopniu od napięcia kolektor-emiter. Ponieważ prąd bazy układu Darlingtona jest o kilka rzędów wielkości mniejszy od prądu wyjściowego, jego filtrowanie jest znacznie łatwiejsze.
Po włączeniu zasilania tranzystory *T2* i *T3* mogłyby być narażone na pełne napięcie zasilacza, gdyby kondensator *C7* ładował się wolniej niż kondensator *C6*. Tej sytuacji zapobiega dioda stabilizacyjna *D8*, ograniczająca napięcie kolektor-baza do wartości 43 V. Początkową wartość prądu ładowania kondensatora *C6* po włączeniu zasilania ogranicza układ złożony z diody *D1*, kondensatora *C1* i rezystora *R6*. Ładowanie kondensatora *C1* nasyca tranzystor *T1* i zmniejsza kąt przewodzenia tyrystora. Po włączeniu zasilania kondensator *C1* rozładowuje się przez rezystor *R6* ze stałą czasową 1,8 s.
Prąd obciążenia ogranicza układ z tyrystorem tetrodowym *Q2*, sterowany napięciem na rezystorze szeregowym. Układ działa przy zwarciu oraz w przypadku ponownego włączenia zasilania przed rozładowaniem kondensatora *C1*. Przy normalnej pracy po włączeniu napięcie na bramce anodowej tyrystora *Q2* rośnie szybciej niż napięcie na jego anodzie i tyrystor pozostaje włączony, dopóki nie wyłączy go napięcie istniejące na bramce katodowej przy przekroczeniu dopuszczalnej wartości prądu. Jeżeli ponowne włączenie nastąpiło zbyt szybko, napięcie na anodzie rośnie szybciej niż napięcie na bramce anodowej, która staje się ujemna względem anody, co prowadzi do zapłonu tyrystora i zwarcia kondensatora *C2*.
Sprawność zasilacza wynosi około 0,75.

1.17 Stabilizator napięcia zmiennego

Stabilizacja napięcia zmiennego stanowi trudne zagadnienie, jeżeli od napięcia wyjściowego wymaga się małych zniekształceń nieliniowych. Układ z rys. 1-53 jest przeznaczony do stabilizacji napięcia o częstotliwości sieci i zawiera

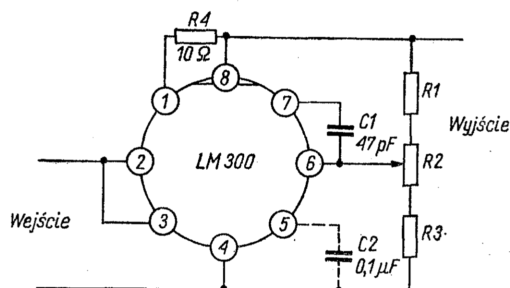


Rys. 1-53. Schemat stabilizatora napięcia zmiennego

wzmacniacz, na którego wejściu jest umieszczony tłumik złożony z rezystora i tranzystora polowego, sterowanego napięciem z prostownika szczytowego. Próbka napięcia wyjściowego z potencjometru 1 kΩ jest prostowana przez diody *D1* i *D2* połączone szeregowo, spełniające równocześnie rolę prostownika i wzorca napięcia. Bez sygnału doprowadzonego z wyjścia wzmacniacza, tranzystor *T1* byłby nasycony. Napięcie z prostownika wyprostowane i wygładzone zmniejsza sygnał sterujący ten tranzystor, czemu towarzyszy zmniejszanie napięcia na jego kolektorze. Ujemne napięcie kolektora tranzystora *T1* steruje bramkę tranzystora *T2*, typu wzbogacanego, który pracuje w rezystancyjnym zakresie charakterystyki jako rezystor sterowany napięciem. Poprawna praca tranzystora polowego przy napięciu zmiennym wymaga takiej polaryzacji podłoża przy zastosowaniu dzielnika napięcia, przy której podłoże będzie zawsze na najwyższym potencjale.
Układ stabilizuje wartość szczytową napięcia, ponieważ jednak jego zniekształcenia są bardzo małe, wartość skuteczna napięcia wyjściowego jest również stała.

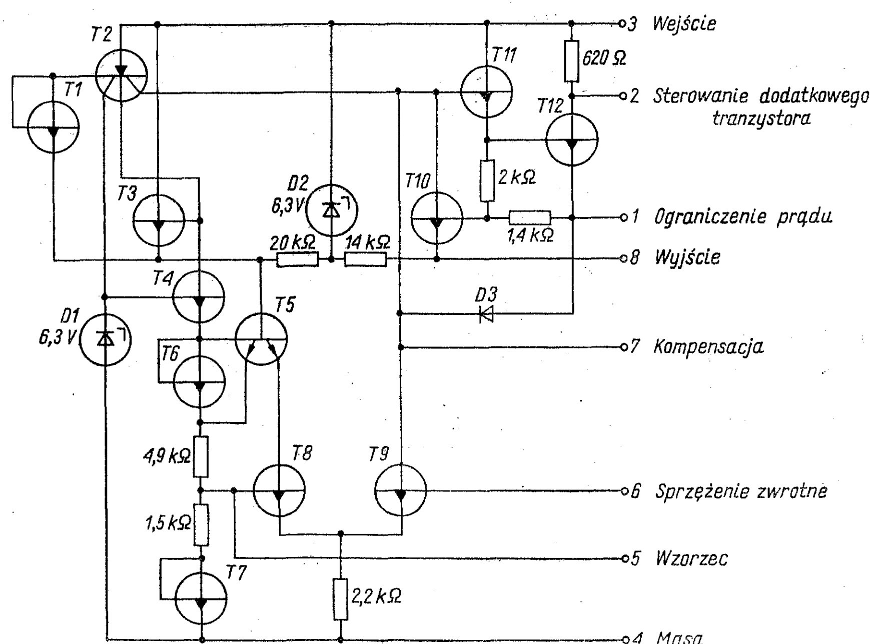
1.18 Scalony stabilizator napięcia LM 300 (National Semiconductor)

Układ LM 300 należy do grupy scalonych stabilizatorów napięcia, mających wyprowadzone na zewnątrz końcówki do ustawiania wartości napięcia, maksymalnej wartości prądu wyjściowego, do kompensacji częstotliwościowej i blokowania wzorca napięcia w celu zmniejszenia szumów (rys. 1-54). Zasadniczym przeznaczeniem tego przyrządu jest stabilizacja napięcia zasilania poszczególnych zespołów po to, by uniknąć niedogodności związanych z centralnym zasilaczem, dostarczającym dużego prądu. Rozbudowa układu przez dodanie tranzystorów na zewnątrz układu umożliwia zwiększenie mocy wyjściowej zasilacza.
Moc strat układu LM 300 nie powinna przekraczać 300 mW. Zakres napięć wejściowych obejmuje wartości od 8 do 30 V; napięcie wyjściowe może być ustawione w granicach od 2 do 20 V, przy czym spadek napięcia na stabilizatorze powinien się mieścić w przedziale od 3 do 20 V.
Na rysunku 1-55 przedstawiono najprostszy



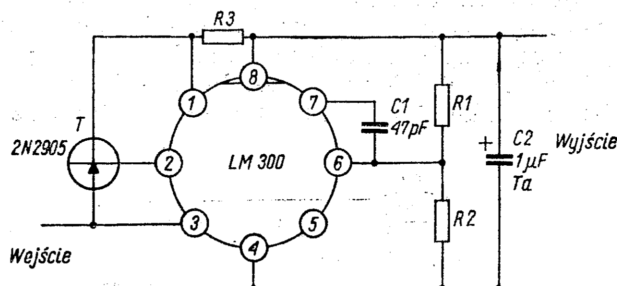
Rys. 1-55. Podstawowy schemat stabilizatora z układem LM 300

układ stabilizatora. Napięcie stabilizowane określa dzielnik złożony z rezystorów *R1*, *R2* i *R3*, tak dobranych, aby napięcie między końcówką *6* i masą wynosiło 1,8 V, a rezystancja „widziana” od strony punktu *6* była zbliżona do 2 kΩ.



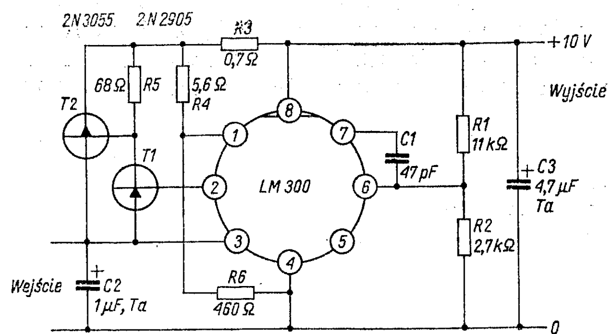
Rys. 1-54. Schemat scalonego stabilizatora napięcia typu LM 300

Zadaniem kondensatora *C1* jest zapewnienie stabilności układu przez korekcję charakterystyki częstotliwościowej. Kondensator *C2* może być włączony do układu dla zmniejszenia zawartości szumów w napięciu wyjściowym z wartości $5 \cdot 10^{-5}$ do $2 \cdot 10^{-5}$ w stosunku do napięcia wyjściowego. Rezystor *R4* jest rezystorem pomiarowym w układzie ograniczania prądu wyjściowego.
Przez dodanie zewnętrznego tranzystora, tak jak w układzie z rys. 1-56, można uzyskać zwięk-



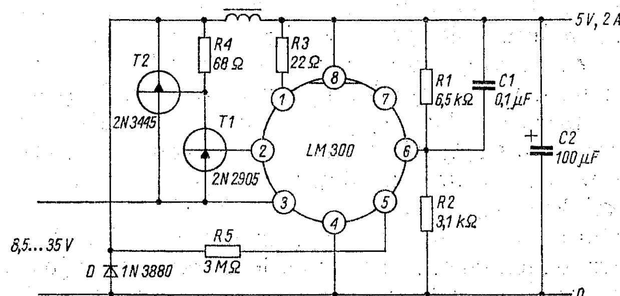
Rys. 1-56. Układ z dodatkowym tranzystorem, dostarczający prądu 300 mA

szenie prądu wyjściowego i poprawienie stabilizacji w stopniu określonym w przybliżeniu przez wartość wzmocnienia prądowego tego tranzystora. Układ ma oddzielne wyjście do sterowania dodatkowego tranzystora.
W układzie z rys. 1-57 zamiast pojedynczego



Rys. 1-57. Stabilizator z prądem wyjściowym 2 A, z ograniczeniem prądu zwarcia

tranzystora szeregowego zastosowano układ Darlingtona. Dzięki polaryzacji układu ograniczania prądu przez dzielnik *R4, R6* prąd zwarcia ma wartość mniejszą od prądu znamionowego. Kondensatory tantalowe o małej indukcyjności na wejściu i wyjściu stabilizatora są potrzebne dla zapewnienia stabilności, szczególnie wtedy, gdy kondensator filtru prostownika jest połączony ze stabilizatorem długimi przewodami.
Wprowadzenie sprzężenia zwrotnego dodatniego przez rezystor *R5* (rys. 1-58) przekształca układ w stabilizator przełącznikowy. Dla przyspieszenia przełączania równolegle do rezystora *R1* jest włączony kondensator *C1*. Kompensacja charakterystyki nie jest potrzebna przy



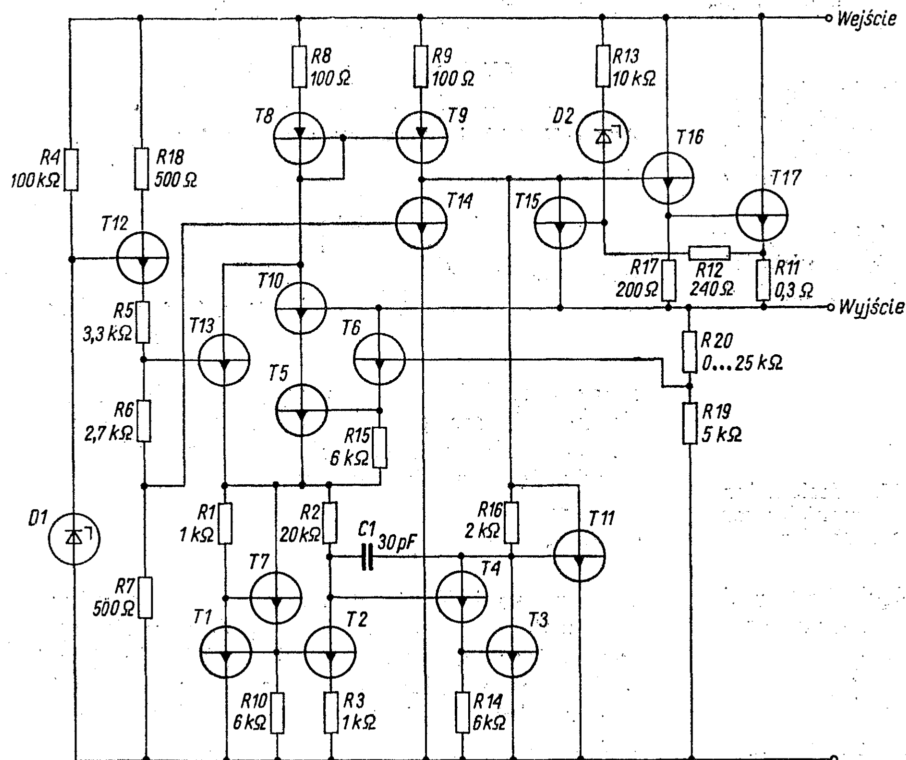
Rys. 1-58. Stabilizator przełącznikowy z układem LM 300

pracy przełącznikowej. Rezystor *R3* ogranicza prąd układu scalonego. Dioda *D* służy jako droga przepływu prądu dławika, kiedy tranzystory nie przewodzą. Ze względu na impulsowy przebieg prądu, na wyjściu musi być umieszczony kondensator wygładzający *C2*.

1.19 Scalone stabilizatory napięcia z trzema końcówkami μA 7800 (Fairchild Semiconductor)

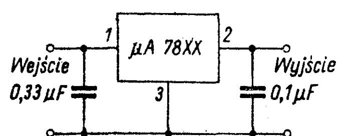
Układy μA 7800 są scalonymi stabilizatorami napięcia dodatniego o ustalonej wartości 5, 6, 8, 12, 15, 18 i 24 V, nie wymagającymi stosowania elementów zewnętrznych, poza źródłem niestabilizowanego napięcia stałego. Ostatnie dwie cyfry w numerze typu oznaczają napięcie wyjściowe w woltach, np. μA 7805 jest stabilizatorem napięcia 5 V.
Na rysunku 1-59 podano strukturę wewnętrzną stabilizatora. Dioda *D1* i tranzystory *T12, T13* tworzą układ rozruchowy, zapewniający ustalenie się prawidłowych warunków pracy po włączeniu. Układ tranzystorów *T1, T2, T3, T4, T7* i *T11* spełnia rolę źródła napięcia wzorcowego o małym współczynniku temperaturowym i wzmacniacza. Napięcie wyjściowe ustala dzielnik *R20, R19*. Od wartości rezystora *R20* zależy wartość napięcia stabilizowanego i typ stabilizatora. Tranzystor *T17* jest tranzystorem szeregowym. Tranzystor *T15*, sterowany spadkiem napięcia na rezystorze *R11* ogranicza prąd wyjściowy, a sterowany przez rezystor *R13* i diodę *D2* zabezpiecza przed zbyt dużym napięciem na tranzystorze szeregowym.
Maksymalne napięcie wejściowe stabilizatora wynosi 35 V, z wyjątkiem stabilizatora 24 V, dla

którego napięcie wejściowe może być równe 40 V. Układ jest produkowany w obudowie TO-3 o rezystancji termicznej 4 deg/W i w obudowie plastykowej TO-220 o rezystancji termicznej 2 deg/W. Prąd zwarcia jest mniejszy od prądu znamionowego i wynosi 750 mA dla stabilizatora 5 V i 150 mA dla stabilizatora o napięciu 24 V. Dla stabilizatora 5 V zmiana napięcia wejściowego w granicach od 8 do 12 V wywołuje typową zmianę napięcia wyjściowego o 2 mV, a w najgorszym przypadku o 25 mV (zależnie od egzemplarza). Wpływ zmian obciążenia od 250 mA do 750 mA wywołuje typową zmianę napięcia 4 mV, w najgorszym przypadku o 50 mV.



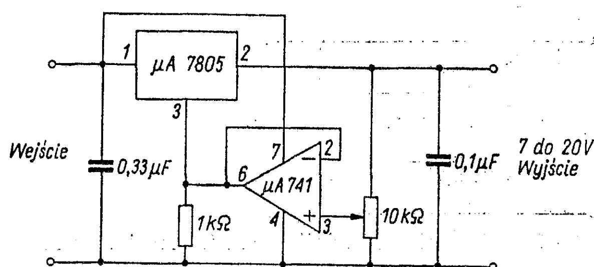
Rys. 1-59. Schemat wewnętrzny układu μA 7800

Najprostsze zastosowanie stabilizatora przedstawiono na rys. 1-60. Kondensator o małej impedancji przy wielkiej częstotliwości umieszczony na wejściu stabilizatora jest potrzebny dla zapewnienia stabilności, jeżeli kondensator filtru nie jest umieszczony w bezpośrednim sąsiedztwie stabilizatora. Kondensator umieszczony na wyjściu nie jest konieczny, poprawia on jednak reakcję na skokowe zmiany napięcia zasilania lub obciążenia.



Rys. 1-60. Zasadnicze zastosowanie stabilizatora μA 7800

Przesunięcie poziomu napięcia za pomocą wzmacniacza operacyjnego o dużej impedancji wejściowej i małej impedancji wyjściowej umożliwia przekształcenie układu w stabilizator z napięciem wyjściowym zmienianym za pomocą potencjometru (rys. 1-61).

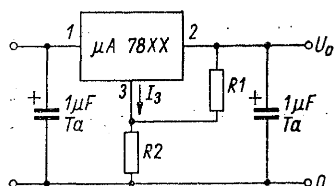


Rys. 1-61. Układ stabilizatora o napięciu wyjściowym ustawianym w granicach od 7 do 20 V

Podobny efekt można uzyskać bez wzmacniacza operacyjnego (rys. 1-62). Napięcie wyjściowe U_o określa dla tego układu zależność

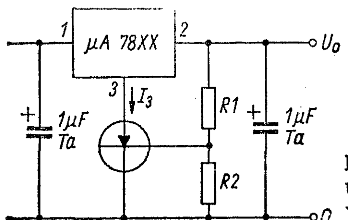
$$U_o = (U_{23} + I_3 R2)\left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

przy czym: U_{23} — napięcie wyjściowe stabilizatora scalonego; I_3 — prąd wspólnej końcówki tego stabilizatora.



Rys. 1-62. Zmiana napięcia wyjściowego bez stosowania dodatkowego wzmacniacza

Ponieważ wartość prądu I_3 zmienia się przy zmianach napięcia wejściowego i prądu obciążenia, należy dążyć do możliwie małych rezystancji dzielnika, po to by nie pogorszyć znacznie parametrów stabilizatora.
Wpływ rezystancji można zmniejszyć przez wprowadzenie tranzystora, tak jak w układzie z rys. 1-63, jednak do wyrażenia na napięcie

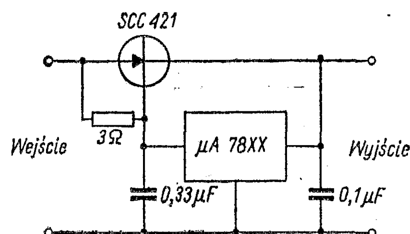


Rys. 1-63. Udoskonalony układ, zmniejszający wpływ rezystorów

wyjściowe wchodzi wówczas napięcie baza-emiter tranzystora, U_{BE}, zależne od temperatury

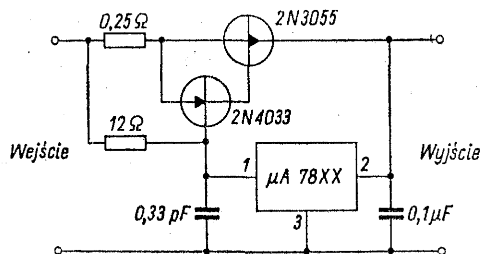
$$U_o = \left(U_{23} + \frac{I_3R2}{h_{FE}} + U_{BE}\right)\left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

przy czym h_{FE} oznacza wzmocnienie prądowe tranzystora dla prądu stałego.
Prąd wyjściowy może być zwiększony przez zastosowanie dodatkowego tranzystora szeregowego, jak to ilustruje rys. 1-64. Ponieważ bardziej

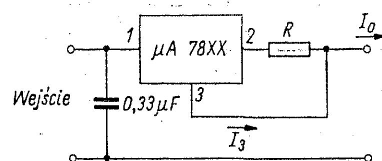


Rys. 1-64. Stabilizator z dodatkowym tranzystorem szeregowym

rozpowszechnione są tranzystory mocy typu *npn*, wygodny jest układ z rys. 1-65. Przy stosowaniu dodatkowego tranzystora należy pamiętać, że wewnętrzny układ ograniczający prąd stabilizatora scalonego tylko częściowo zabezpiecza ten tranzystor w przypadku zwarcia, natomiast nie jest on zupełnie chroniony od nadmiernego wzrostu temperatury, dlatego wymaga chłodnicy zwymiarowanej z odpowiednim zapasem.
Prosty układ stabilizatora prądu otrzymuje się



Rys. 1-65. Układ z tranzystorem mocy typu *npn*

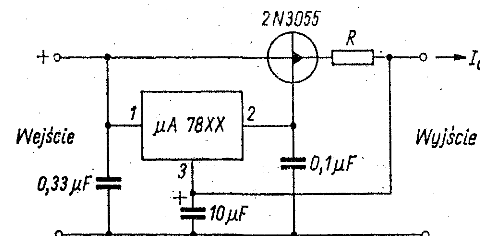


Rys. 1-66. Prosty stabilizator prądu

przez uzupełnienie scalonego stabilizatora napięcia rezystorem przetwarzającym wartość prądu na napięcie (rys. 1-66). Prąd stabilizowany składa się z dwóch składników

$$I_o = \frac{U_{23}}{R} + I_3$$

Typowa wartość prądu spoczynkowego stabilizatora scalonego wynosi 4,4 mA, ale w niektórych egzemplarzach może ona dochodzić do 8 mA. Maksymalna zmiana tego prądu dla stabilizatorów μA 7805 i μA 7806 wynosi 1,3 mA, a dla pozostałych typów 1 mA.



Rys. 1-67. Stabilizator prądu z dodatkowym tranzystorem

Przy zastosowaniu dodatkowego tranzystora w stabilizatorze prądu (rys. 1-67), wzór na prąd wyjściowy przybiera postać

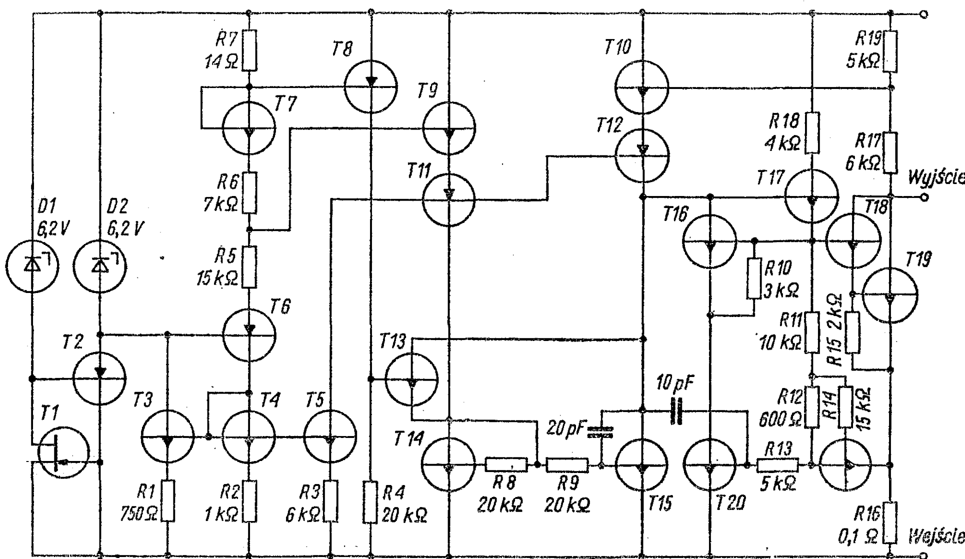
$$I_o = \frac{U_{23} - U_{BE}}{R} + I_3$$

1.20 Stabilizatory napięć ujemnych LM 120 z trzema końcówkami (National Semiconductor)

Układy rodziny LM 120 są scalonymi stabilizatorami napięcia ujemnego 5, 5,2, 12 i 15 V, o prądzie wyjściowym do 1,5 A. Jedynym zewnętrz-

nym elementem wymaganym dla stabilnej pracy zasilacza jest kondensator tantalowy o pojemności 1 µF na wyjściu. Jeżeli kondensator filtru nie może być umieszczony w pobliżu stabilizatora, wówczas na jego wejściu musi być włączony kondensator tantalowy o pojemności 2,2 µF lub większej, albo kondensator elektrolityczny aluminiowy o pojemności przynajmniej 25 µF, po to by zapewnić dostatecznie małą impedancję dla wielkich częstotliwości.

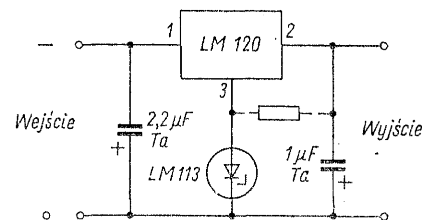
Układ przedstawiony na rys. 1-69 służy do zwiększenia wartości napięcia stabilizowanego i może być użyty zamiast poprzednio omówionego układu z dzielnikiem rezystancyjnym. Typowa wartość prądu spoczynkowego stabilizatora LM 120 wynosi 1 mA, a zakres zmian tego prądu — około 200 µA. Dioda LM 113 uwidoczniona na rysunku jest układem scalonym, mającym małą rezystancję dynamiczną przy tej wartości prądu; w przypadku zastosowania



Rys. 1-68. Schemat wewnętrzny stabilizatora typu LM 120

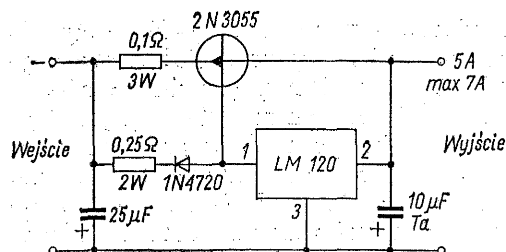
Na rysunku 1-68 przedstawiono strukturę wewnętrzną układu LM 120. Dioda Zenera *D1* i tranzystory *T1* i *T2* tworzą układ rozruchowy. Tranzystory *T3* do *T5* stanowią źródła prądowe. Dioda *D2*, tranzystory *T6*, *T7* i rezystory *R5* do *R7* wytwarzają napięcie wzorcowe 2,25 V, w punkcie połączenia rezystorów *R5* i *R6*. Tranzystory *T8* i *T13* służą do zabezpieczenia układu przed przekroczeniem temperatury 175°C. Napięcie baza-emiter tranzystora *T8* wynosi 0,35 V. Po osiągnięciu temperatury krytycznej oba tranzystory zaczynają przewodzić i wyłączają tranzystor szeregowy. Wzmacniacz błędu jest złożony z tranzystorów *T9* do *T12*, *T14* i *T15*. Tranzystory *T11* i *T12* mają wzmocnienie prądowe równe jedności. Tranzystory *T14* i *T15* tworzą obciążenie aktywne, zwiększające wzmocnienie stopnia do wartości większej od 60 dB. Układ *R9*, *C1*, *T15* służy do stabilizacji wzmacniacza i zwiększa efektywną pojemność kondensatora *C1* około 15 razy. W układzie ograniczania prądu wyjściowego z małym współczynnikiem temperaturowym pracują tranzystory *T16*, *T20*, *T21* i rezystory *R10* do *R14* i *R16*. Tranzystory *T17* do *T19* tworzą stopień wyjściowy.

zwykłej diody Zenera zazwyczaj jest konieczne zwiększenie jej prądu za pomocą dodatkowego rezystora.



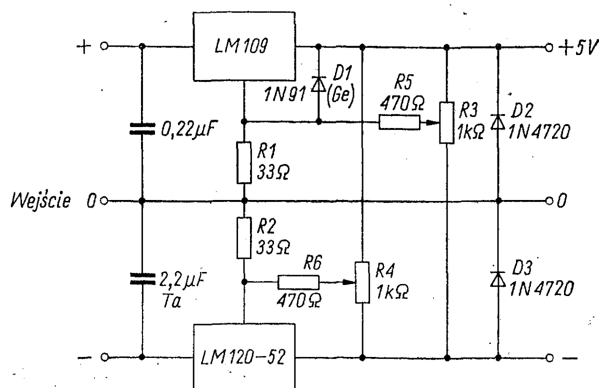
Rys. 1-69. Stabilizator o zwiększonym napięciu wyjściowym

Prąd wyjściowy można zwiększyć przy użyciu dodatkowego tranzystora, jak to przedstawiono na rys. 1-70. Dodatkowe elementy umożliwiają wykorzystanie wewnętrznego ograniczenia prądowego stabilizatora, działającego przy poziomie 2 A, do ograniczenia prądu dodatkowego tranzystora do wartości 7 A. Zabezpieczenie termiczne chroni tylko układ scalony, nie chroni tranzystora.



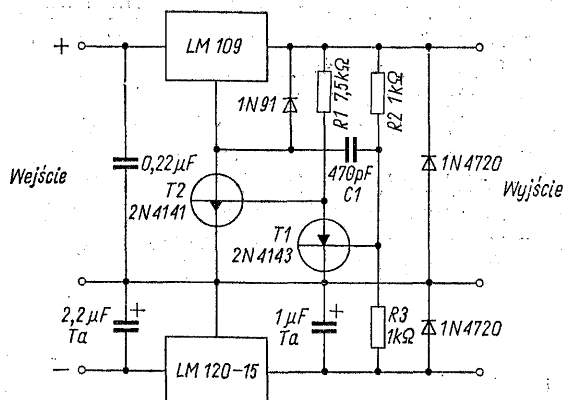
Rys. 1-70. Układ zwiększający prąd wyjściowy, z ograniczeniem prądu

Rysunek 1-71 ilustruje zasadę korekcji napięcia wyjściowego w niewielkich granicach, oraz zasadę łączenia stabilizatorów napięcia dodatniego i ujemnego w przypadku, gdy mogą one mieć wspólne obciążenie. Do dobierania wartoś-



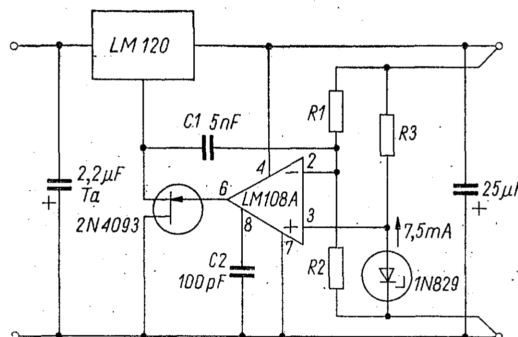
Rys. 1-71. Współpraca dwóch zasilaczy, które mogą mieć wspólne obciążenie. Wartość napięć wyjściowych może być zmieniana w niewielkich granicach za pomocą potencjometrów

ci napięcia służą potencjometry *R3* i *R4;* za ich pomocą wprowadza się małe napięcie do wspólnej końcówki stabilizatora. Rezystory *R5* i *R6* nie dopuszczają do zwarcia tej końcówki z napięciem wyjściowym. Diody *D2* i *D3* zapobiegają przedostawaniu się napięcia z jednego stabilizatora do drugiego przez wspólną impedancję obciążenia, szczególnie w stanach nieustalonych i przy zwarciu obu wyjść. Dioda *D1* i rezystor *R1* zapewniają ustalenie poprawnych warunków pracy stabilizatora napięcia dodatniego po włączeniu, kiedy oba stabilizatory mają wspólne obciążenie. Jeżeli nie jest potrzebna precyzyjna regulacja napięcia i pomija się potencjometry, wówczas wartość *R1* można zmniejszyć do 5Ω. Dioda *D1* musi wykazywać mały spadek napięcia w kierunku przewodzenia; powinna to być dioda germanowa lub dioda Schottky'ego.
Połączenie dwóch stabilizatorów dla uzyskania napięć symetrycznych pokazano na rys. 1-72. Stabilizator napięcia ujemnego odgrywa rolę układu prowadzącego ze względu na mniejszą tolerancję napięcia wyjściowego i lepszą stabilność temperaturową układu LM 120-15. Po-



Rys. 1-72. Stabilizator z symetrycznymi napięciami dodatnim i ujemnym

jemność *C1* zmniejsza wzmocnienie układu przy wielkich częstotliwościach dla zapewnienia stabilności układu. Symetria napięć zależy przede wszystkim od symetrii wartości rezystorów *R2* i *R3*.
Połączenie układu LM 120 ze stabilnym wzmacniaczem operacyjnym typu LM 108A i precyzyjną diodą stabilizacyjną 1N829 umożliwia osiągnięcie bardzo dobrej stabilizacji napięcia przy małym współczynniku temperaturowym (rys. 1-73). Różnicowe wejście wzmacniacza ope-

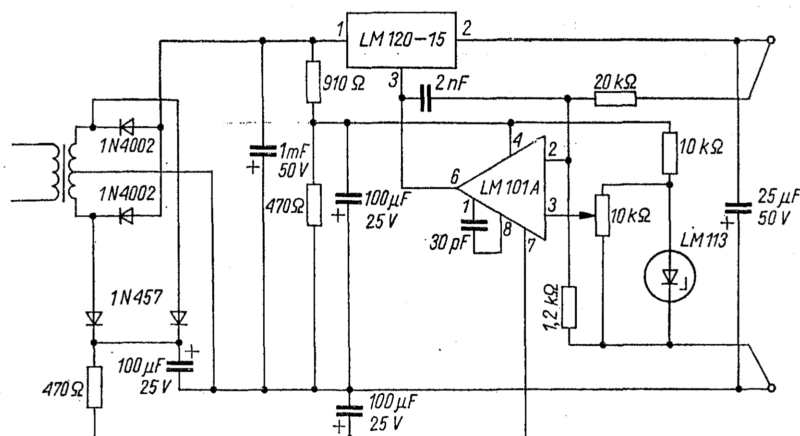


Rys. 1-73. Precyzyjny stabilizator, w którym układ LM 120 jest wykorzystany jako tranzystor szeregowy

racyjnego jest sterowane napięciem z przekątnej mostka z rezystorami *R1, R2, R3* i diodą stabilizacyjną. Rezystory *R1* i *R2* powinny mieć możliwie jednakowy przebieg rezystancji w funkcji temperatury. Aby prąd diody nie zmieniał się z temperaturą, rezystor *R3* musi mieć mały współczynnik temperaturowy. Kondensatory *C1* i *C2* służą do zapewnienia stabilności wzmacniacza. Tranzystor polowy jest potrzebny ze względu na to, że maksymalna wartość prądu wspólnej końcówki stabilizatora może wynosić 4 mA, co przekracza dopuszczalne obciążenie wzmacniacza operacyjnego. Napięcie znamionowe stabilizatora scalonego powinno być przy-

najmniej o 3 V mniejsze od napięcia wyjściowego układu. Przy zgodności współczynników temperaturowych rezystancji poniżej $1 \cdot 10^{-6}$ i współczynniku temperaturowym *R3* poniżej $20 \cdot 10^{-6}$ można uzyskać zmiany napięcia wyjściowego nie przekraczające $5 \cdot 10^{-5}$ w pełnym zakresie napięć wejściowych i obciążeń, impedancję wyjściową przy małych częstotliwościach poniżej 0,5 Ω i tłumienie przydźwięku równe 120 dB.

Na rysunku 1-74 przedstawiono schemat zasilacza laboratoryjnego o napięciu wyjściowym zmienianym płynnie od 0 do 20 V i prądzie obciążenia do 1 A, w którym wykorzystano układ LM 120-15. Zastosowanie scalonej diody stabilizacyjnej o małej impedancji dynamicznej (0,3 Ω) umożliwia zasilanie wzorca bez potrzeby stabilizacji prądu. Stabilizator umożliwia uzyskanie napięcia szumów na wyjściu mniejszego od 1 mV i zmiany napięcia mniejszej od 2 mV przy zmianie prądu wyjściowego od 0 do 1 A.

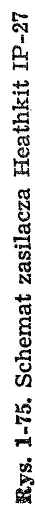


Rys. 1-74. Układ LM 120 w laboratoryjnym stabilizatorze napięcia od 0 do 20 V, o prądzie wyjściowym do 1 A

1.21 Zasilacz laboratoryjny Heathkit IP-27

Zasilacz, którego schemat przedstawiono na rys. 1-75, dostarcza napięć stabilizowanych od 0,5 do 50 V przy prądzie od 0 do 1,5 A. Napięcie wyjściowe jest ustawiane płynnie w granicach 5 V i skokowo w 10 zakresach po 5 V, co ułatwiło ograniczenie mocy wydzielanej na tranzystorach szeregowych. Zasilacz jest wyposażony w ogranicznik prądu o czterech zakresach przełączanych: 50 mA, 150 mA, 500 mA i 1,5 A. Potencjometr umożliwia ustawienie maksymalnej wartości prądu w granicach od 30 do 100% każdego zakresu. Przełącznik *S1* służy do przełączania zakresów napięcia: płytka *S1A* przełącza napięcie wyjściowe transformatora, płytki *S1B* i *S1C* wpływają na zakres potencjometru *P4* służącego do płynnego ustawiania napięcia, natomiast płytki *S1D* i *S1E* zmieniają zakres woltomierza na 5, 15 i 50 V. Przełącznikiem *S2A* zmienia się zakres prądu wyjściowego, a połączonym z nim przełącznikiem *S2B* przełącza się zakres amperomierza. Do ograniczania prądu służy oddzielny tranzystor — *T1*. Dokładną wartość prądu maksymalnego można ustawić potencjometrem *P3*. Potencjometr *P4* umożliwia dobranie impedancji wyjściowej zasilacza o wartości bliskiej zeru.

Jako wzorzec napięcia wykorzystano kaskadowe połączenie diod stabilizacyjnych o napięciu 110 i 56 V. Prąd drugiej diody można ustawić na wartość optymalną potencjometrem *P1*, mierząc go wbudowanym przyrządem w prawym położeniu przełącznika *S3*. Potencjometr *P2* służy do dokładnego dobrania zakresu zmian napięcia potencjometrem *P4*. Przy zwarciu zacisków wyjściowych działa dodatkowy układ zabezpieczający, który nie dopuszcza do wydzielania nadmiernej mocy na tranzystorach. Prąd ze źródła napięcia wzorcowego płynie przez przekaźnik *K* i diodę *D1*, powodując otwarcie styków *k* i wyłączenie zasilania aż do usunięcia zwarcia lub otwarcia wyłącznika *S5*. Przełącznikiem *S4* zmienia się funkcję wbudowanego miernika. Do ograniczania prądu został zastosowany dodatkowy tranzystor szeregowy *T1*, znajdujący się normalnie w stanie nasycenia napięciem z osobnego prostownika. Spadek napięcia na rezystorach w obwodzie jego emitera przeciwdziała wstępnej polaryzacji bazy, a przy pewnej wartości prądu obciążenia, zależnej od położenia przełącznika *S2A* i potencjometru *P3*, powoduje odcięcie tranzystora *T1*. Zaletą tego rozwiązania stanowi niezależność od układu stabilizacji napięcia i łatwość ustawiania wartości prądu, natomiast wadą jest konieczność zastoso-



Rys. 1-75. Schemat zasilacza Heathkit IP-27

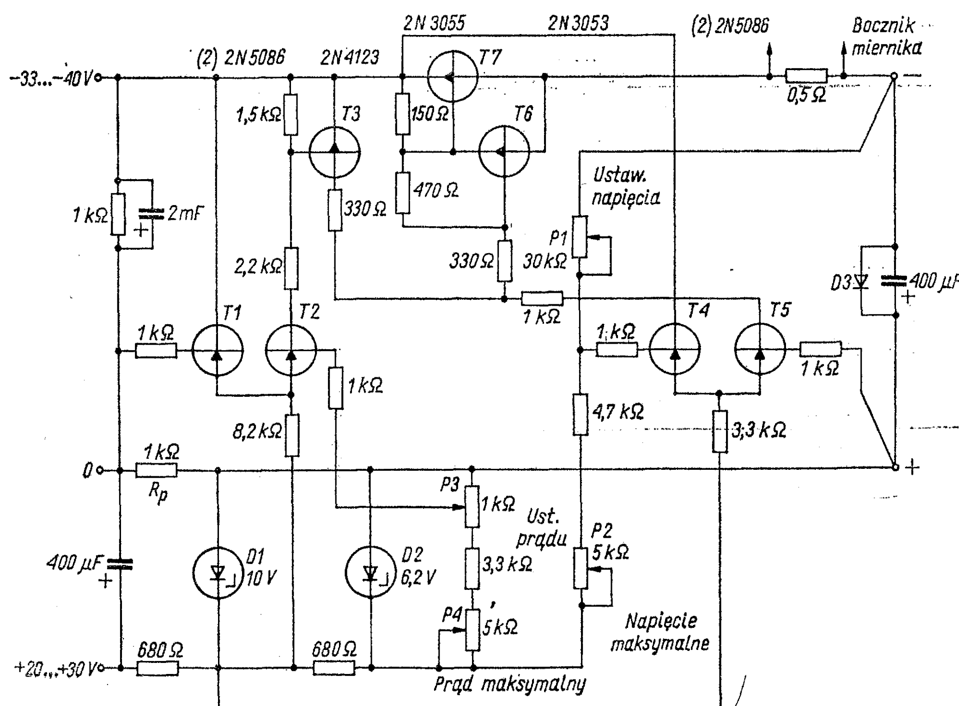
wania tranzystora, przewidzianego na pełny prąd obciążenia i napięcie prostownika. Przełącznik *S2B*, połączony z poprzednim, służy do przełączania zakresów amperomierza. Miernik jest wykorzystywany do pomiaru napięcia i prądu; włączoną funkcję sygnalizuje świecenie jednej z dwóch neonówek.

1.22 Zasilacz laboratoryjny ze stabilizacją napięcia i prądu [13]

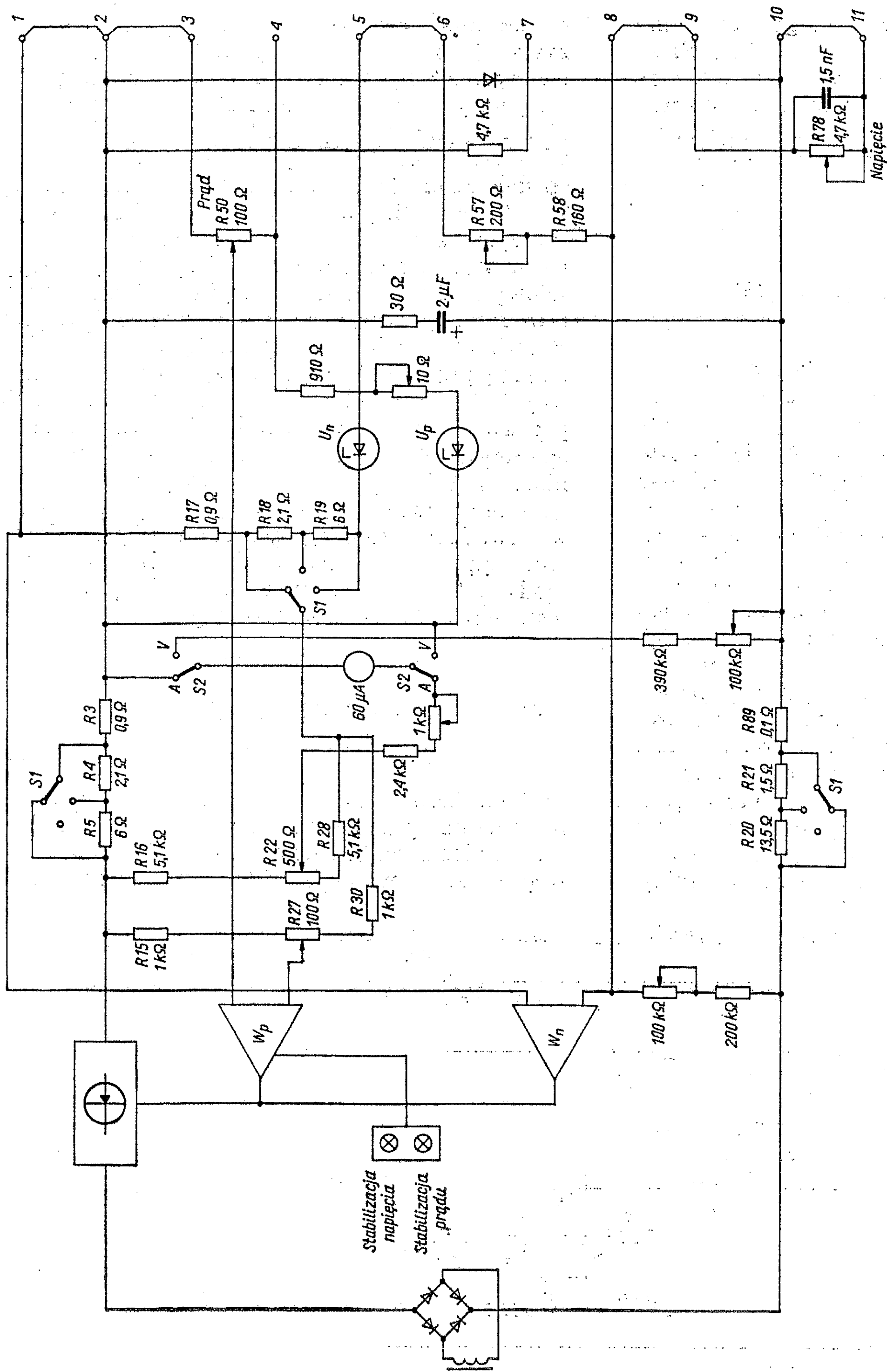
Układ przedstawiony na rys. 1-76 stanowi stabilizator napięcia lub prądu z automatyczną zmianą funkcji przy zmianach rezystancji obciążenia. Jego zaletą jest stosowanie tylko jednego źródła napięcia wzorcowego. Tranzystory *T4* i *T5* tworzą wzmacniacz różnicowy porównujący napięcie wzorca z częścią napięcia wyjściowego. Baza tranzystora *T5* jest połączona z dodatnim zaciskiem wyjściowym. Na bazie tranzystora *T4* odbywa się sumowanie obu napięć, odpowiednio do wartości rezystorów dzielnika. Jeżeli prąd płynący przez potencjometr *P2* wynosi 1 mA, to wartość rezystancji potencjometru *P1* w kiloomach odpowiada wartości napięcia wyjściowego w woltach. Wzmacniacz różnicowy stabilizatora prądu zawiera tranzystory *T1* i *T2*. Pierwszy z nich jest sterowany spadkiem napięcia na rezystorze R_p, natomiast drugi — częścią napięcia wzorcowego z potencjometru *P3*. Warunki pracy zasilacza zmieniają się automatycznie w zależności od wartości rezystancji obciążenia; przy stabilizacji napięcia tranzystor *T2* pozostaje nasycony, co pociąga za sobą nasycenie tranzystora *T3* i stabilizację napięcia wyjściowego przez tranzystory *T4* do *T7*. W miarę wzrostu prądu wyjściowego rośnie spadek napięcia na rezystorze R_p, tranzystory *T1* i *T2* wchodzą w zakres liniowy i sterowanie tranzystorów szeregowych przejmuje *T3*, przy nasyconym tranzystorze *T5*. Przy napięciu wyjściowym 30 V zmiana prądu o 1 A wywołuje zmianę napięcia o 30 mA, natomiast przy stabilizacji prądu, zmiana napięcia o 30 V daje zmianę prądu o 5 mA przy wartości znamionowej 1 A. Parametry zasilacza można znacznie poprawić przez wprowadzenie wzmacniaczy operacyjnych zamiast tranzystorowych wzmacniaczy różnicowych. Wpływ napięcia wejściowego i temperatury może być zmniejszony przez wprowadzenie lepszego wzorca napięcia z kompensacją temperaturową, lub dobranie prądu diody *D2* dla uzyskania minimalnej wartości współczynnika temperaturowego.

1.23 Zasilacz laboratoryjny Elpo P-313

Zasilacz laboratoryjny Elpo, którego uproszczony schemat przedstawiono na rys. 1-77, dostarcza napięcia stabilizowanego od 0 do 30V lub prądu stabilizowanego od 0 do 1 A. Przejście od

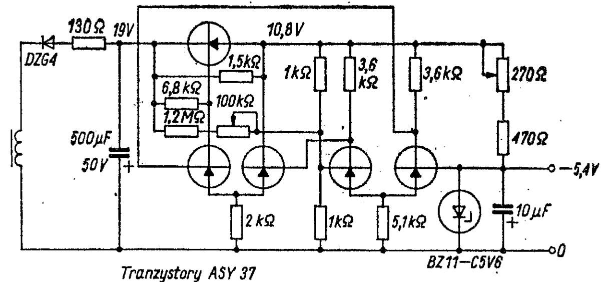


Rys. 1-76. Schemat stabilizatora napięcia i prądu z automatycznym przejściem z jednej funkcji do drugiej [13]

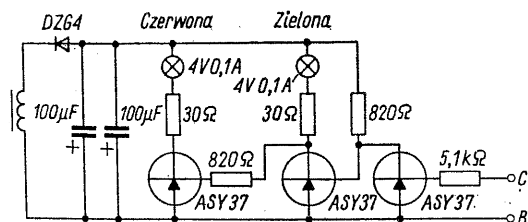


Rys. 1-77. Uproszczony schemat zasilacza Elpo P-313

stabilizacji napięcia do stabilizacji prądu następuje automatycznie. Oprócz możliwości sterowania napięcia i prądu wyjściowego wbudowanymi potencjometrami wielozwojowymi, zasilacz umożliwia bezpośrednią kontrolę napięcia na obciążeniu za pośrednictwem oddzielnych przewodów pomiarowych, programowanie napięcia lub prądu zewnętrznym napięciem lub rezystancją, oraz szeregowe lub równoległe łączenie zasilaczy, przy czym jeden z nich spełnia rolę zasilacza prowadzącego. Te dodatkowe funkcje uzyskuje się przez wykorzystanie listwy zaciskowej, na której znajdują się wyprowadzenia połączone z zasadniczymi punktami układu.
Zasilacz ma dwa jednakowe wzmacniacze różnicowe (rys. 1-78) wzmacniające odpowiednio sygnał błędu napięcia i sygnał błędu prądu. Wyjścia wzmacniaczy są połączone równolegle; sterowanie przejmuje ten wzmacniacz, którego napięcie wyjściowe jest większe. Oba wzmacniacze są zasilane symetrycznymi napięciami +9,5 V i −9,5 V z pomocniczego zasilacza stabilizowanego diodami Zenera.
W układzie występują oddzielne napięcia wzorcowe do stabilizacji napięcia i prądu, pochodzące z osobnych stabilizatorów napięcia (rys. 1-79). Zastosowane w nich diody Zenera mają niewielki współczynnik temperaturowy; przez dobór wartości prądu diod wartość tego współczynnika można zmniejszyć jeszcze bardziej.
Dodatkowe wyjście wzmacniacza prądowego służy do sterowania żarówek sygnalizujących rodzaj pracy zasilacza. Schemat sterowania tych żarówek przedstawiono na rys. 1-80. Gdy tranzystor wejściowy jest wysterowany napięciem ujemnym, wówczas zostaje odcięty drugi tranzystor i nasycony trzeci; świecenie się czerwonej żarówki sygnalizuje stabilizację prądu. Przy stabilizacji napięcia przewodzi tylko drugi tranzystor i świeci się żarówka zielona.

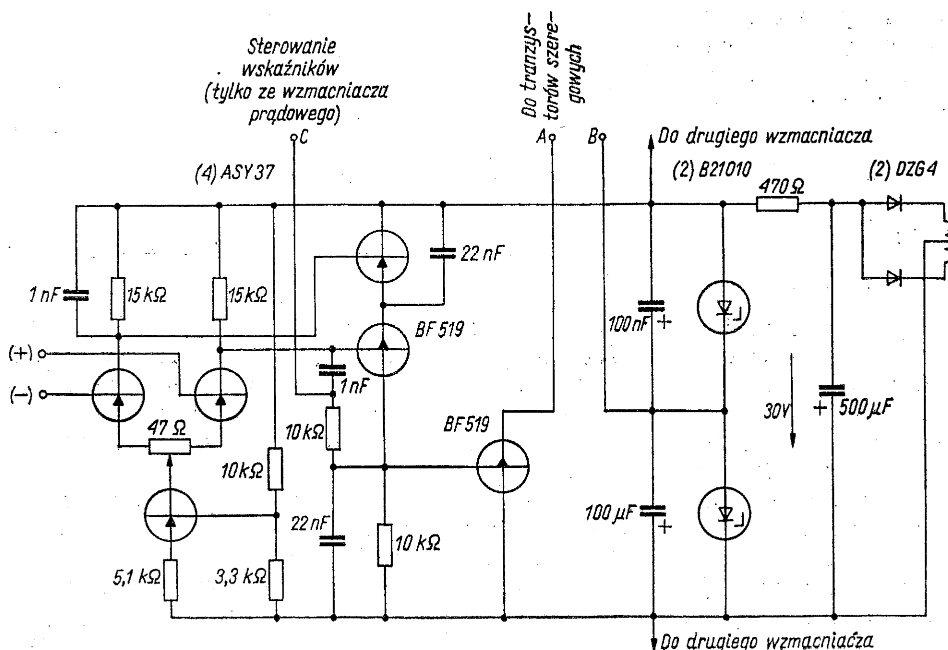


Rys. 1-79. Schemat jednego ze źródeł napięcia wzorcowego. Zasilacz zawiera dwa identyczne układy, wyobrażone na rys. 1-77 symbolami diod stabilizacyjnych

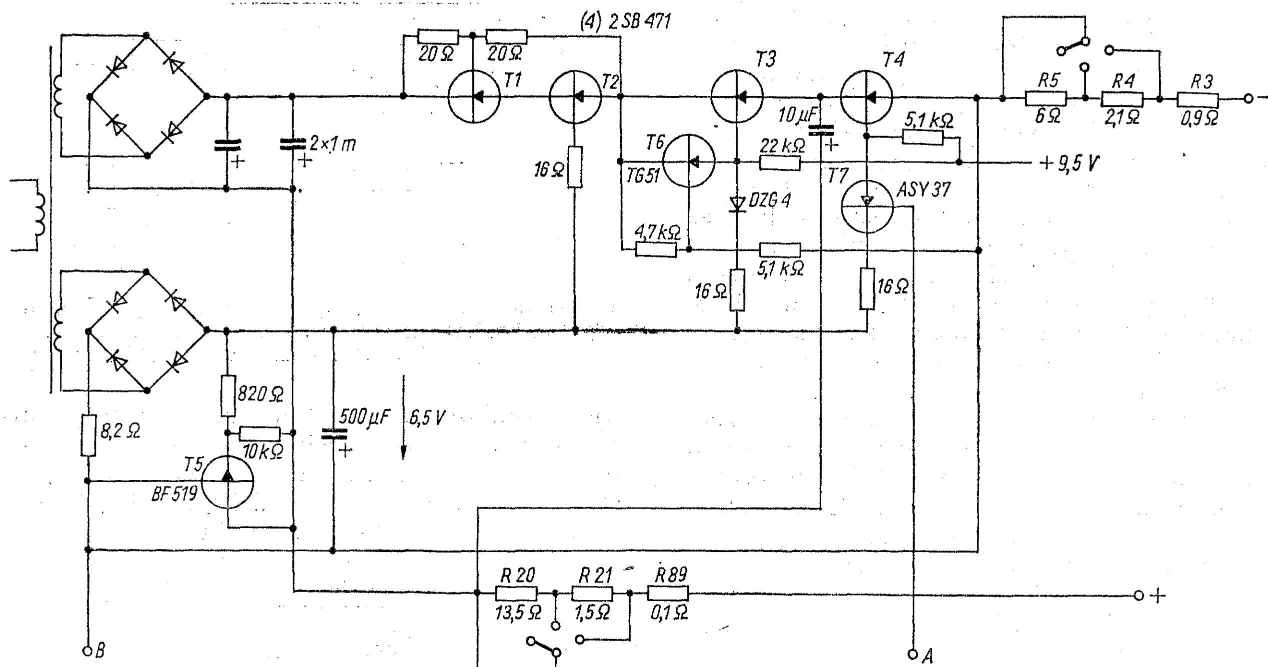


Rys. 1-80. Układ sterowania wskaźników warunków pracy napięciowej (żarówka zielona) i prądowej (żarówka czerwona)

Funkcję układu tranzystorów szeregowych (rys. 1-81) wyjaśniono w punkcie 1.2.
Ustawianie wartości prądu odbywa się płynnie w trzech zakresach do 0,12 A do 0,36 A i do



Rys. 1-78. Schemat wzmacniaczy różnicowych stabilizatorów napięcia i prądu. Zasilanie obu wzmacniaczy jest wspólne



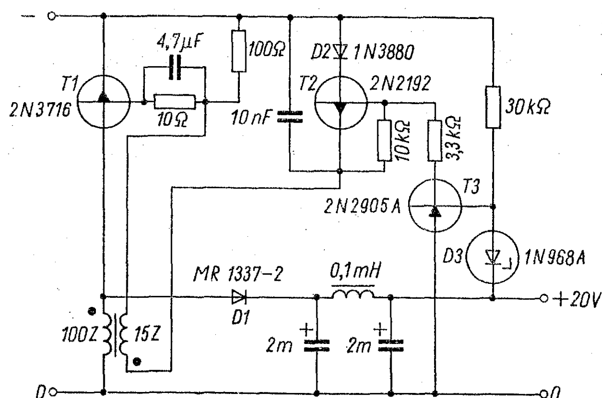
Rys. 1-81. Układ tranzystorów szeregowych

1,2 A. Do kontroli prądu wykorzystuje się spadek napięcia na rezystorach *R3* do *R5*. W tym celu by prąd rezystorów *R57, R58,* i *R78,* służących do ustawiania napięcia nie wpływał na stabilizację prądu, zastosowano rezystory kompensacyjne *R17* do *R19* a wejście wzmacniacza prądowego zostało połączone z przekątną mostka, który dokładnie równoważy się potencjometrem *R27*. Podobnie jest włączony amperomierz. Prąd woltomierza wprowadza błąd do układu stabilizacji prądu, jednak jego wartość (60 μA) jest mała w porównaniu ze znamionowym prądem wyjściowym zasilacza. Eleganckie rozwiązanie tego problemu zostało przedstawione w punkcie 1.8.

1.24 Stabilizator przełącznikowy [14]

Stabilizatory przełącznikowe wykazują mniejszą moc strat, ale gorszą stabilizację w porównaniu z układami szeregowymi. Dodatkową wadę stanowi konieczność stosowania filtru *LC*.

W układzie przedstawionym na rys. 1-82 tranzystor *T1* pracuje jako generator samodławny o częstotliwości około 6 kHz, a pozostałe dwa tranzystory sterują generator w zależności od napięcia wyjściowego. Zmiany prądu wyjściowego w granicach od 50 mA do 1 A wywołują zmianę napięcia stabilizowanego mniejszą od 1%. Dopóki napięcie wyjściowe ma wartość mniejszą od napięcia diody stabilizacyjnej i napięcia baza-emiter tranzystora *T3*, tranzystor *T3* pozostaje nasycony pod wpływem prądu płyną-



Rys. 1-82. Układ stabilizatora przełącznikowego firmy Motorola

cego przez rezystor 30 kΩ w obwodzie jego bazy. Nasycony jest również tranzystor *T2*, co umożliwia pracę generatora samodławnego. Jego rozruch zapewnia prąd płynący do bazy tranzystora *T1* z zerowego przewodu przez tranzystor *T3*. W każdym okresie prąd kolektora tranzystora *T1* narasta tak długo, dopóki nie zostanie nasycony ferrytowy rdzeń kubkowy transformatora. Wówczas znika sprzężenie między uzwojeniami, prąd gwałtownie maleje, a energia zawarta w rdzeniu zamienia się na impuls napięcia, który przez diodę *D1* ładuje kondensator wejściowy

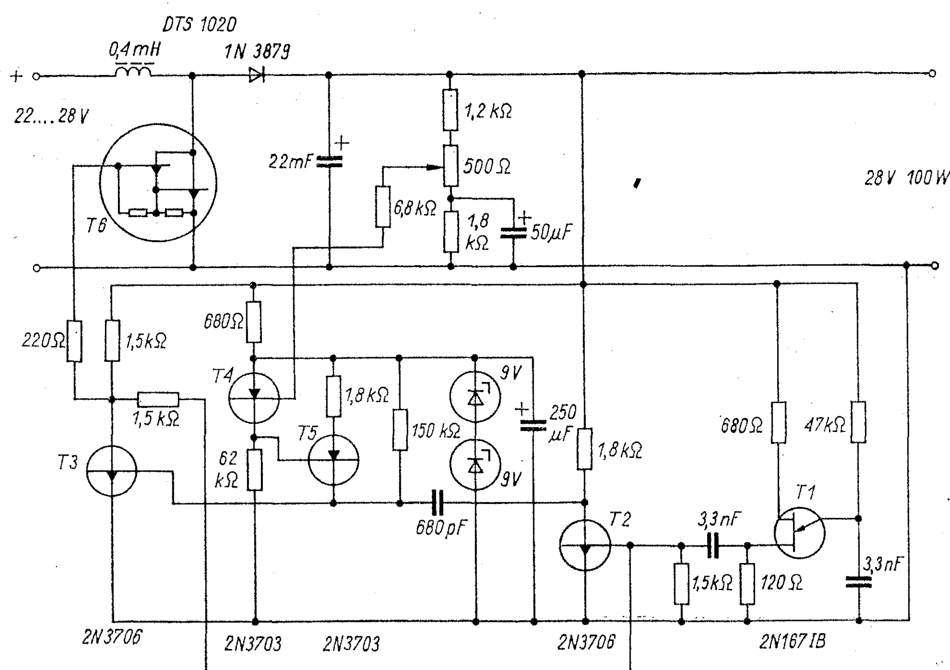
filtru. Rozładowaniu rdzenia przez uzwojenie sprzęgające zapobiega dioda *D2*, która w tym czasie nie przewodzi.
Gdy napięcie wyjściowe osiągnie wartość określoną przez diodę *D3* drgania ustają, bo wszystkie trzy tranzystory zostają odcięte. Znak napięcia wyjściowego jest przeciwny do znaku napięcia wejściowego.

1.25 Stabilizator przełącznikowy (Delco)

W układzie stabilizatora firmy Delco (rys. 1-83) tranzystor przełącznikowy *T6* jest włączony w gałąź równoległą, co ułatwia jego sterowanie, podobnie jak jego duże wzmocnienie prądowe, wynoszące dla prądu stałego 500. Częstotliwość przełączania wyznacza generator impulsów z tranzystorem jednozłączowym *T1*, który wyzwala uniwibrator zawierający tranzystory *T2* i *T3*. Długość impulsu uniwibratora steruje układ z tranzystorami *T4*, *T5*; tranzystor *T4* porównuje kondensatora 22 mF. W miarę zbliżania się napięcia wyjściowego do wartości stabilizowanej tranzystor *T4* przewodzi coraz słabiej, natomiast przez tranzystor *T5* płynie prąd coraz większy, skracając długość impulsu uniwibratora, a tym samym zmniejszając energię gromadzoną podczas przepływu prądu w rdzeniu dławika.
Jest rzeczą oczywistą, że napięcie wejściowe dla tego układu nie może być większe od napięcia stabilizowanego, gdyż wówczas dioda szeregowa przewodziłaby stale.

1.26 Przetwornica napięcia z wartości +5 V na −15 V [15]

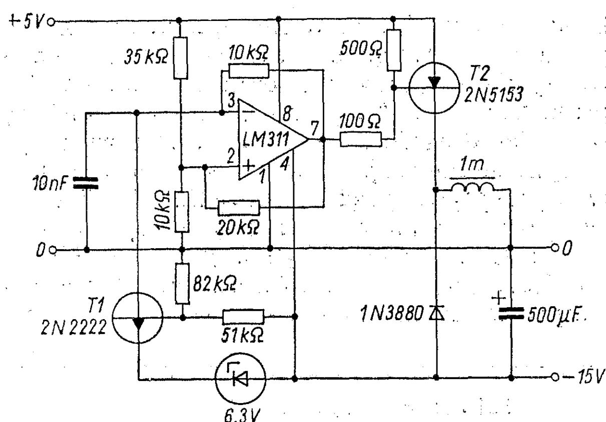
Podobnie jak układ omówiony w p. 1.24, przetwornica, której schemat przedstawiono na rys. 1-84, zmienia znak napięcia i stabilizuje napięcie wyjściowe.
Scalony komparator typu LM 311 pracuje jako generator relaksacyjny, którego wyjście steruje



Rys. 1-83. Układ stabilizatora przełącznikowego firmy Delco

część napięcia wyjściowego z napięciem wzorcowym z dwóch diod Zenera. Przy napięciu wyjściowym mniejszym od wartości progowej tranzystor *T4* jest nasycony, a tranzystor *T5* nie przewodzi i długość impulsu uniwibratora jest na tyle duża, że prąd w uzwojeniu dławika zbliża się do wartości odpowiadającej nasyceniu. Zakończeniu impulsu sterującego towarzyszy odcięcie tranzystora *T6* i przepływ ładunku do

tranzystor przełącznikowy *T2*. Długość impulsu ulega skróceniu wskutek działania układu porównującego napięcie z tranzystorem *T1* i diodą Zenera. Dla usunięcia niebezpieczeństwa zatrzymania się generatora w stanie, w którym przewodzi tranzystor szeregowy, co prowadziłoby do jego zniszczenia, wejście nieodwracające komparatora jest spolaryzowane napięciem dodatnim z dzielnika napięcia.

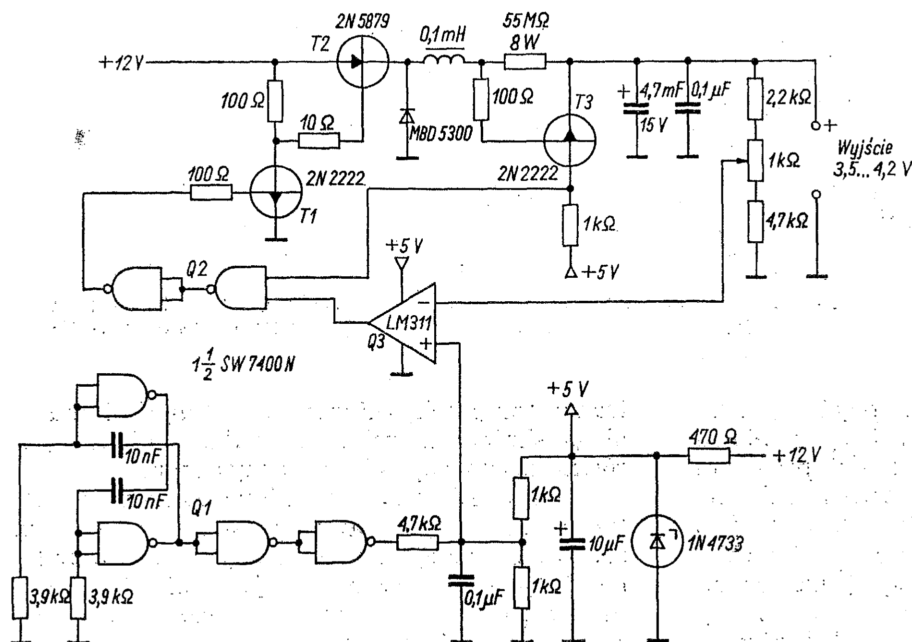


Rys. 1-84. Stabilizator przełącznikowy z komparatorem scalonym

Długość impulsu przy drganiach swobodnych, zależna od wartości elementów w obwodzie odwracającego wejścia komparatora, została dobrana w przybliżeniu jako dwukrotnie większa od czasu potrzebnego do nasycenia dławika. Wartość napięcia wyjściowego ustala napięcie diody Zenera, napięcie baza-emiter tranzystora *T1* oraz wartości rezystorów w obwodzie jego bazy.
Użycie komparatora typu LM 311 jest w tym zastosowaniu wygodne ze względu na jego napięcie zasilania, wynoszące 5 V, oraz duży prąd wyjściowy, umożliwiający bezpośrednie sterowanie tranzystora.
Przetwornica może znaleźć zastosowanie do zasilania układów scalonych typu MOS w przypadku ich współpracy z układami rodziny TTL.

1.27 Stabilizator przełącznikowy z ograniczeniem prądu [16]

Na rysunku 1-85 przedstawiono schemat stabilizatora przełącznikowego o napięciu wyjściowym 3,5 do 4,2 V, zasilanego napięciem 12 V. Układ przełącznikowy ma w tym zastosowaniu dwie zasadnicze zalety: nie wymaga transformatora i nie wnosi strat związanych z tranzystorem szeregowym w układzie liniowym.
Do sterowania tranzystora przełącznikowego *T2* zostały zastosowane układy scalone, zasilane napięciem 5 V. Dwie pierwsze bramki układu *Q1* tworzą multiwibrator, wytwarzający przebieg prostokątny, który po wzmocnieniu przez następne dwie bramki jest formowany w napięcie o kształcie trójkątnym przy użyciu układu *RC*. Przebieg trójkątny jest doprowadzony do wejścia nieodwracającego komparatora *Q3*, natomiast do jego wejścia odwracającego jest włączona część napięcia wyjściowego. Na wyjściu komparatora panuje napięcie dodatnie tylko wtedy, gdy wartość chwilowa napięcia trójkątnego jest większa od części napięcia wyjściowego. W tym czasie przewodzą tranzystory *T1* i *T2* i płynie prąd przez dławik do obciążenia. Wzrost napięcia wyjściowego wywołuje zmniejszenie długości okresu przepływu prądu. Tranzystor *T3* nie przewodzi przy normalnej pracy stabilizatora. W przypadku zwarcia zacisków wyjściowych prąd może wzrosnąć do 10 A, co powoduje nasycenie tranzystora *T3* i obniża napięcie na górnym wejściu prawej bramki *Q2* do

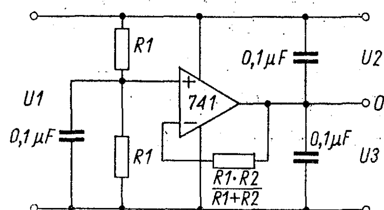


Rys. 1-85. Stabilizator przełącznikowy sterowany za pośrednictwem układów scalonych [16]

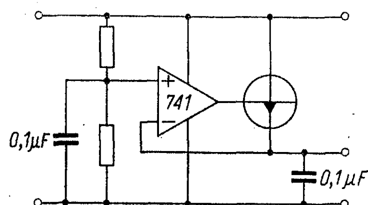
poziomu *L*. W ten sposób komparator traci zdolność sterowania tranzystora *T1* i prąd nie może dalej wzrastać.

1.28 Aktywny dzielnik napięcia

Kiedy występuje potrzeba zastosowania dwóch napięć o różnych znakach, mających punkt wspólny, wówczas może oddać usługi aktywny dzielnik napięcia, wykorzystujący wzmacniacz operacyjny (rys. 1-86). Stosunek podziału napięcia zależy od wartości rezystorów. Kondensatory włączone na wejściu i wyjściu przyczyniają się do zmniejszenia szumów i poprawiają szybkość reakcji na zmiany obciążenia. Rezystor w obwodzie ujemnego sprzężenia zwrotnego zmniejsza dryft temperaturowy. Jeżeli wartości napięć wyjściowych nie są zbliżone do siebie, wówczas należy pamiętać o tym, aby nie przekroczyć dopuszczalnej wartości sygnału wspólnego wzmacniacza. Wzmacniacz powinien być skompensowany dla wzmocnienia równego jedności. Wzmacniacz typu 741 ma kompensację wewnętrzną i dopuszcza dużą wartość napięcia wspólnego, jest więc szczególnie wygodny w tym zastosowaniu.

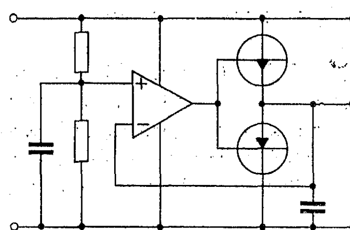


Rys. 1-86. Aktywny dzielnik napięcia o małej obciążalności



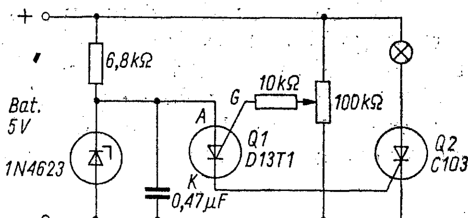
Rys. 1-87. Układ z dodatkowym tranzystorem

W najprostszej wersji układ nadaje się tylko dla niewielkich obciążeń. Prąd wyjściowy można zwiększyć za pomocą dodatkowego tranzystora, jak w układzie rys. 1-87, lub w przypadku znacznej asymetrii obciążeń — za pomocą dwóch tranzystorów przeciwstawnych, włączonych tak jak na rys. 1-88. Nie jest w tym zastosowaniu potrzebne wprowadzenie prądu spoczynkowego tranzystorów, jak to się robi we wzmacniaczach akustycznych w celu usunięcia strefy nieczułości.


Rys. 1-88. Dzielnik napięcia z symetrycznym wyjściem

1.29 Monitor napięcia baterii [17]

Monitor napięcia baterii (rys. 1-89) sygnalizuje zaświeceniem żarówki, że napięcie spadło poniżej nastawionej wartości. Źródłem napięcia odniesienia jest dioda Zenera o małym prądzie, umożliwiająca ograniczenie prądu spoczynkowego do 300 μA; rolę komparatora pełni programowany tranzystor jednozłączowy *Q1*. Gdy napięcie na bramce spadnie do wartości mniejszej od stałego napięcia na anodzie, wówczas *Q1* przewodzi, rozładowując kondensator przez bramkę tyrystora *Q2*, który włącza żarówkę. Prąd żarówki stanowi oczywiście dodatkowe obciążenie, dlatego jej prąd znamionowy powinien być możliwie mały. Jeżeli sygnał może przez dłuższy czas pozostać niezauważony, można zastosować zamiast żarówki diodę luminescencyjną, włączoną w szereg z tyrystorem. Układ polaryzujący bramkę może być zastąpiony dwoma rezystorami stałymi.



Rys. 1-89. Układ sygnalizujący obniżenie się napięcia baterii

1.30 Zasilacz do szybkiego ładowania akumulatora niklowo-kadmowego (Braun)

Nowoczesne akumulatory niklowo-kadmowe o porowatych elektrodach znoszą bez szkody jednogodzinny prąd ładowania, pod warunkiem,

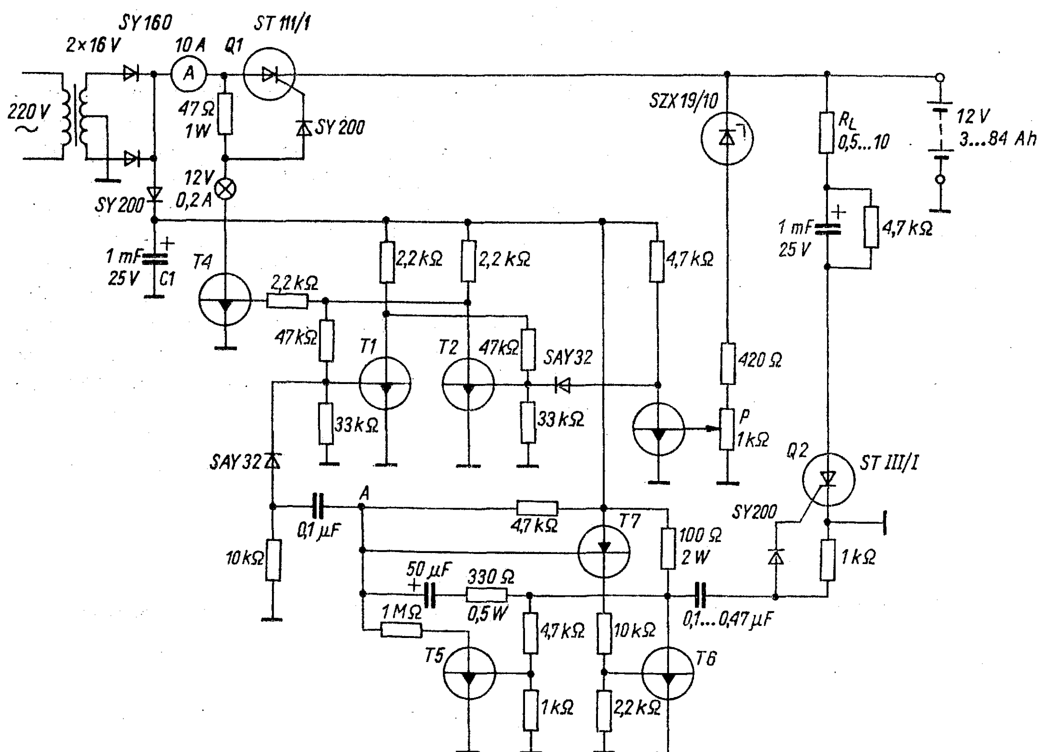
że nie zostanie przy tym przekroczone dopuszczalne napięcie.
W lampie błyskowej F245LSR firmy Braun zastosowano zasilacz, dokonujący automatycznego przełączenia na mniejszą wartość prądu ładowania przy określonej wartości napięcia akumulatora. Urządzenie (rys. 1-90) umożliwia pełne na-

Rys. 1-90. Zasilacz do ładowania akumulatora w lampie błyskowej Braun Hobby F245 LSR

ładowanie akumulatora w czasie 60 minut; do uzyskania pierwszego błysku wystarcza ładowanie w ciągu jednej minuty. Dioda *D1* spełnia rolę prostownika, dioda *D2* zapobiega przepływowi prądu z akumulatora do zasilacza. Podczas szybkiego ładowania tyrystor *Q2* nie przewodzi, natomiast tyrystor *Q1* „zapala się" w czasie każdej dodatniej połówki okresu, dzięki dzielnikowi napięcia, polaryzującemu jego bazę. Duża wartość prądu ładowania powoduje świecenie żarówki o napięciu 1,5 V, sygnalizującej szybkie ładowanie. Gdy napięcie akumulatora wzrośnie do wartości nastawionej potencjometrem 22 kΩ, wówczas w każdej dodatniej połówce okresu występuje zapłon tyrystora *Q2*, nie dopuszczając do zapłonu tyrystora *Q1*. Żarówka 1,5 V nie świeci, gdyż spadek napięcia na rezystorze włączonym równolegle do niej jest za mały, natomiast zapala się żarówka 5 V, ponieważ nie jest ona bocznikowana tyrystorem *Q1*. Ta żarówka i jeden z rezystorów 680 Ω ograniczają prąd ładowania ciągłego.

1.31 Zasilacz do ładowania akumulatorów z kontrolą stanu naładowania [18]

Dobrym kryterium stanu naładowania akumulatora jest wartość jego napięcia pod obciążeniem. Zostało to wykorzystane w urządzeniu, którego schemat przedstawiono na rys. 1-91. Układ dopuszcza prąd ładowania do 10 A. Wartość prądu ładowania powinna być ograniczona przez rezystancję i indukcyjność rozproszenia transformatora, albo przez dodatkową rezystan-

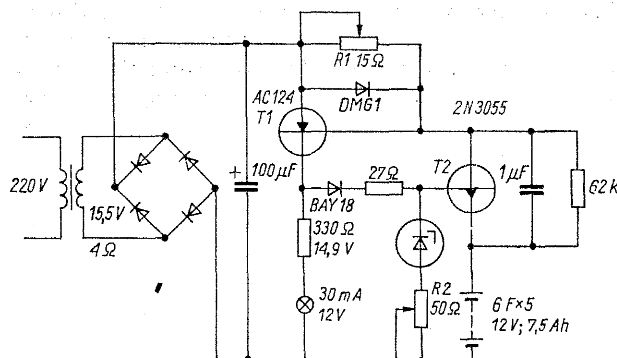


Rys. 1-91. Układ do ładowania akumulatorów z kontrolą napięcia pod obciążeniem [18]

cję szeregową, nie pokazaną na rysunku. Tyrystor *Q1* przewodzi w każdym okresie, dopóki nie zostanie pozbawiony sygnału sterującego bramkę przez nasycenie tranzystora *T4*. Układ sterujący otrzymuje zasilanie z prostownika głównego; ponieważ jest tutaj wymagane napięcie stałe, kondensator filtrujący *C1* został oddzielony od obwodu prądu ładującego dodatkową diodą, tak aby prąd ładujący przechodził przez zero, co jest konieczne dla wygaszenia tyrystora.
Tranzystory *T5* do *T7* tworzą multiwibrator asymetryczny, wytwarzający co 30 s impulsy dodatnie o długości 0,5 s (w punkcie *A*). Podczas ładowania przewodzą tranzystory *T3* i *T2*, które razem z tranzystorem *T1* tworzą przerzutnik. Zróżniczkowane przednie zbocze impulsu zmienia stan przerzutnika: tranzystor *T1* zaczyna przewodzić, *T2* zostaje odcięty, co powoduje nasycenie tranzystora *T4*. Przy końcu półokresu tyrystor *Q1* przestaje przewodzić. Tylne zbocze impulsu 0,5 s powoduje zapłon tyrystora *Q2*, który przewodzi przez czas potrzebny do naładowania kondensatora *C2* (ok. 1 ms), obciążając impulsowo akumulator prądem równym około 0,25 A na amperogodzinę jego pojemności. Rezystor włączony równolegle do kondensatora *C2* służy tylko do jego rozładowania i przewodzi prąd zbyt mały, aby podtrzymać przewodzenie tyrystora.
Dioda stabilizacyjna przenosi napięcie akumulatora na bazę tranzystora *T3*. Potencjometr *P* został ustawiony w takim położeniu, aby tranzystor pozostawał nasycony do napięcia 12,4 A. Jeżeli napięcie akumulatora spadnie przy impulsowym obciążeniu poniżej tej wartości, wówczas na kolektorze tranzystora *T3* pojawi się impuls dodatni, sprowadzający przerzutnik do stanu, w którym tranzystor *T2* przewodzi, co z kolei umożliwia ponowny zapłon tyrystora *Q1* i dalsze ładowanie akumulatora.
Jeżeli napięcie na akumulatorze nie spadnie poniżej wartości 12,4 V mierzonej pod obciążeniem, tranzystor *T4* pozostaje nasycony, a świecenie się żarówki w obwodzie jego kolektora sygnalizuje zakończenie ładowania. Podczas ładowania żarówka błyska co 30 s.
Kontrola stanu naładowania przez pomiar napięcia pod obciążeniem umożliwia pełne naładowanie akumulatora także wtedy, gdy niektóre jego ogniwa mają dużą rezystancję wewnętrzną, powodującą duży wzrost napięcia pod wpływem prądu ładowania, niezależnie od rzeczywistego stanu naładowania. Rozwiązanie oparte na tej zasadzie jest szczególnie przydatne w przypadku zasilacza do ładowania akumulatorów niklowo-kadmowych, mających bardziej płaski przebieg charakterystyki napięciowej.

1.32 Zasilacz do ładowania akumulatorów (Sonnenschein)

Firma Sonnenschein, produkująca hermetyczne akumulatory kwasowe z elektrolitem w postaci żelu, opracowała pomysłowy układ do ich ładowania (rys. 1-92).



Rys. 1-92. Układ do ładowania akumulatorów firmy Sonnenschein

Ze względu na to, że napięcie akumulatora w czasie ładowania zależy od wartości prądu ładowania, jako kryterium naładowania przyjęto napięcie 2,47 V na ogniwo przy prądzie równym 10 mA na amperogodzinę pojemności znamionowej. W pierwszym etapie ładowanie odbywa się prądem w przybliżeniu stałym, następnie przy stałym napięciu wyjściowym i prądzie malejącym w miarę wzrostu napięcia na akumulatorze. Kiedy prąd ładowania zmaleje do nastawionej wartości, zasilacz przełącza się na mały prąd podtrzymujący o wartości kilku miliamperów, zapobiegający samorozładowaniu akumulatora. Układ stanowi kombinację prostego stabilizatora napięcia w układzie wtórnika emiterowego i przerzutnika z tranzystorami przeciwstawnymi. Napięcie wyjściowe jest stabilizowane przez tranzystor *T2* i diodę Zenera. Dokładną wartość napięcia można ustawić rezystorem *R2*. Tranzystor *T2* może przewodzić tylko wtedy, gdy dioda Zenera jest zasilana prądem kolektora tranzystora *T1;* świeci przy tym żarówka, sygnalizując trwające ładowanie. Tranzystor *T1* jest sterowany spadkiem napięcia na rezystorze *R1*, służącym do ustawiania wartości prądu, przy której kończy się ładowanie.
Zasilacz jest przystosowany do jednego typu akumulatora. Ze względu na zastosowanie tranzystora szeregowego układ jest niezbyt dogodny do ładowania akumulatorów o dużej pojemności.

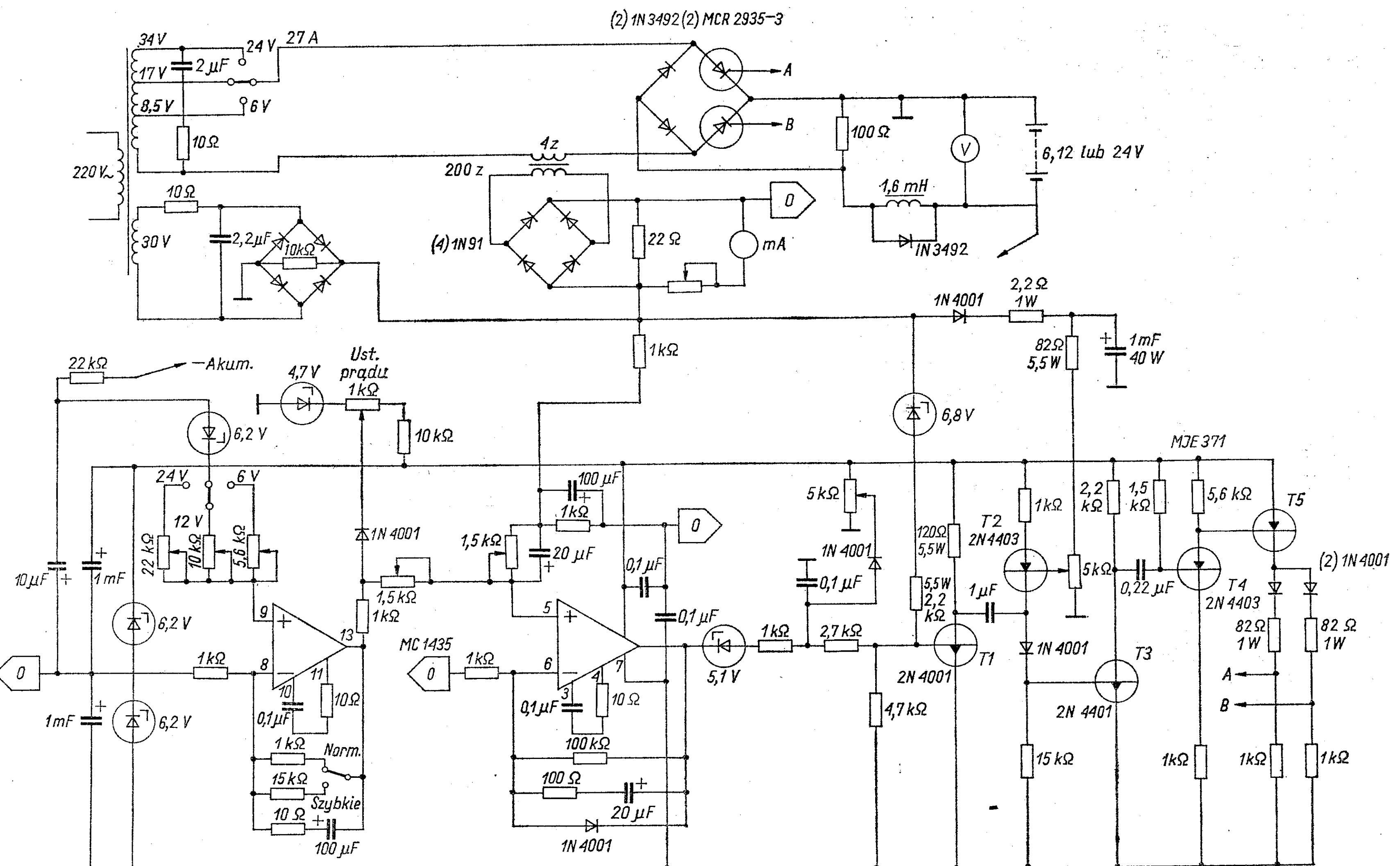
1.33 Mały zasilacz do ładowania akumulatora samochodowego

W większości prostych układów do ładowania akumulatorów samochodowych stabilizacja lub ograniczanie prądu jest połączone z dużymi stratami mocy w rezystorze lub tranzystorze szeregowym. Wady tej nie ma zasilacz, którego schemat przedstawiono na rys. 1-93. Urządzenie służy do ładowania akumulatora samochodowego o napięciu 12 V i jest wyposażone w tyrystorowy stabilizator prądu i ogranicznik napięcia. Wartość prądu może być ustawiona w granicach od 0 do 4,7 A, a wartość napięcia końcowego — od 13 do 16 V. Dzięki dużej sprawności, małym wymiarom i automatycznemu działaniu, zasilacz jest bardzo dogodny w użytkowaniu niezawodowym.

Tyrystor *Q1* jest sterowany impulsami wytwarzanymi przez programowany tranzystor jednozłączowy *Q2*. Częstotliwość, a zarazem faza impulsów zapłonowych, zależy od wartości prądu sterowanego generatora prądu z tranzystorem *T1*. Do chwili osiągnięcia wartości końcowej napięcia tranzystor *T2* pozostaje nasycony. Kontrola prądu odbywa się po stronie prądu zmiennego, za pośrednictwem przekładnika prądowego *Tr2*. Jego uzwojenie wtórne jest połączone z prostownikiem, obciążonym rezystorem 36 Ω. Napięcie wyprostowane, proporcjonalne do prądu, po wygładzeniu jest doprowadzane przez diodę Zenera do emitera tranzystora *T1*, którego baza jest spolaryzowana stałym napięciem z potencjometrem *P1*. Potencjometr *P1* służy do ustawiania wartości prądu. Układ ograniczania napięcia działa za pośrednictwem bazy tranzystora *T2*. Napięcie sterujące stanowi różnicę napięcia wyjściowego prostownika i napięcia akumulatora. W miarę wzrostu napięcia akumulatora, napięcie sterujące tranzystor *T2* przez diodę Zenera jest coraz mniejsze, wreszcie, przy wartości określonej położeniem potencjometru *P2*, przestaje być wystarczające dla nasycenia tranzystora *T2*. Kiedy tranzystor *T2* przestanie przewodzić, na bazie tranzystora *T1* pojawia się napięcie +6,8 V z diody Zenera i powoduje jego odcięcie pozbawiając tyrystor *Q1* impulsów zapłonowych.

Zasilacz jest wyposażony w przełączany miernik, spełniający funkcje amperomierza o zakresie 0 do 5 A i woltomierza pokrywającego zakres od 11 do 16 V. Rozciągnięcie zakresu woltomierza zostało uzyskane przez zastosowanie układu mostkowego z diodą Zenera w jednej

Rys. 1-93. Schemat zasilacza do ładowania akumulatora samochodowego przez użytkownika



Rys. 1-94. Schemat zasilacza firmy Motorola do ładowania akumulatorów

gałęzi. Potencjometrem *P3* ustawia się początkową wartość zakresu, a potencjometrem *P4* — końcową. Przy odpowiednim ustawieniu wartości prądu i napięcia, zasilacz może być połączony z akumulatorem dowolnie długo. Podczas mrozów można np. ustawić napięcie końcowe równe 13,5 V i ładować akumulator stale, kiedy samochód stoi w garażu, aby ułatwić jego rozruch. Dogodnie jest łączyć zasilacz z instalacją samochodu za pomocą przewodu zakończonego wtyczką dostosowaną do gniazda zapalniczki w samochodzie.

1.34 Zasilacz do ładowania akumulatorów samochodowych (Motorola)

Zasilacz opracowany przez firmę Motorola (rys. 1-94) jest przeznaczony do ładowania akumulatorów samochodowych o napięciu znamionowym 6, 12 lub 24 V prądem do 20 A. Wartość prądu ładowania i napięcia maksymalnego jest stabilizowana z dużą dokładnością przy użyciu wzmacniaczy operacyjnych i wzorców napięcia z diodami Zenera.

Napięcie odpowiadające końcowi ładowania wynosi 2,75 V na ogniwo. Dokładną wartość napięcia ustawia się rezystorem zmiennym oddzielnym dla każdego zakresu. Przełącznikiem *S2* można wybrać jeden z dwóch rodzajów pracy: ładowanie normalne lub ładowanie szybkie. W drugim przypadku prąd maleje szybciej przy wzroście napięcia ponad wartość krytyczną. Oba wzmacniacze operacyjne stanowią jeden układ scalony. Prostownik główny tworzą dwie diody i dwa tyrystory. Impulsy zapłonowe dla tyrystorów są wytwarzane przez układ z tranzystorami *T1* do *T5*. Na bazie tranzystora *T1* odbywa się sumowanie sygnału sterującego i wyprostowanego napięcia tętniącego z osobnego uzwojenia transformatora. To samo uzwojenie służy również jako źródło napięcia zasilającego dla układu sterującego. Tranzystor *T1* przewodzi impulsowo, synchronicznie z częstotliwością sieci, zaś długość impulsu zależy od napięcia sterującego z wyjścia drugiego wzmacniacza operacyjnego. Tranzystor *T3* jest nasycany stałym prądem z tranzystora *T2*. Gdy tranzystor *T1* zostanie nasycony, wówczas prąd z generatora prądu płynie do jego kolektora, zamiast do bazy tranzystora *T3* i powoduje powstanie impulsu dodatniego na kolektorze *T3*. Ten impuls po zróżniczkowaniu i wzmocnieniu przez tranzystor *T4* wysterowuje tranzystor *T5*, który wytwarza impulsy zapłonowe dla obu tyrystorów. Impulsy zapłonowe powodują zapłon tylko tego tyrystora, którego anoda jest w danej chwili dodatnia. Ograniczenie prądu tyrystorów zapewnia dławik o indukcyjności 1,6 mH, który nie powinien się nasycać przy wartości skutecznej prądu, wynoszącej 30 A. Dioda włączona równolegle do dławika nie dopuszcza do powstawania impulsów napięcia przy zaniku prądu.

Literatura

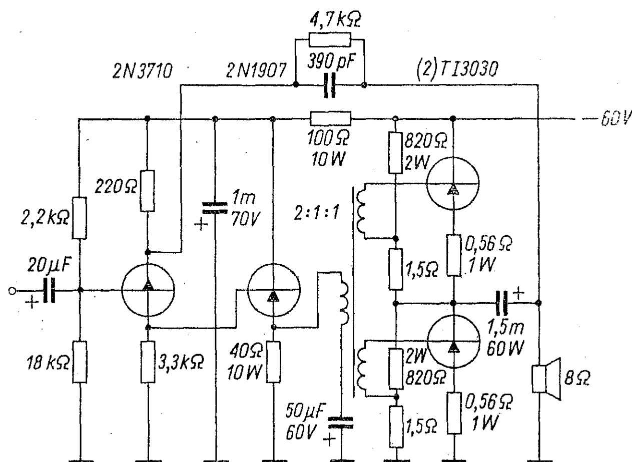
1. Shah M. J.: Using transistor arrays for temperature compensation. Electronics, April 12, 1973, p. 103.
2. Stadler H.: Transistor „Zener" has zero dynamic impedance. Electronics, March 31, 1969, pp. 86—87.
3. Pohl P.: Zener in preregulator limits series transistor dissipation. Electronics, Oct. 27, 1969, p. 98.
4. Gasser R., Hug R.: Current-limiting circuits for transistorized power supplies. Philips Technical Review No. 8, 1967, pp. 251—257.
5. Gazzano D.: Modified reed switch acts as overload current switch. Electronic Design, No 14, 1972, p. 76.
6. Wolski R.: Urządzenia tranzystorowe. Warszawa 1969, WNT, s. 18—19.
7. Olschewski B.: Add thermal cutoff to current limiting for complete protection of pass transistors. Electronic Design, No. 15, 1972, p. 74.
8. Sahm W. H.: A Low Cost Precision Current Source Using the Integrated Voltage Regulator (IVR). General Electric Application Note 90.84, 1970.
9. Stromkonstantgerät mit potentialfreiem Sollwertgeber. Halbleiter Schaltbeispiele, Ausgabe 1972/73, Siemens AG, S. 105—107.
10. Transistor Manual, Seventh edition. General Electric Company, Syracuse, N.Y., 1964, p. 232.
11. Taylor A.: A Five-Volt Logic Power Supply. Wireless World, March 1972, p. 139.
12. Oldfield M.: Regulated Power Supplies. Wireless World, November 1972, pp. 520—521.
13. Roberts J.A.: Auto-crossover power supply uses single reference. Electronic Design, April 13, 1972, p. 88.
14. Weber H.: Two Unique Switching Voltage Regulators Using Blocking Oscillators. Motorola Application Note AN-163, August 1965.
15. Hnatek E. R.: Use integrated circuits in transformerless dc-to-dc converters. EDN, Febr. 5, 1973, pp. 58—60.
16. Olla R. S.: Comparator logic limits switching regulator current. Electronics, Nov. 8, 1971, p. 79.
17. Brown W., Huang V.: Voltage monitor is easy on both battery and budget. Electronics, Oct. 26, 1970, p. 87.
18. Jakubaschk H.: Zwei Batterieladegeräte mit automatischer Ladezustandskontrolle und Ladeendabschaltung. Radio-Fernsehen-Elektronik, Nr. 22, 1972, s. 741—743.

2 Urządzenia elektroakustyczne

Rozdział zawiera opisy układów wzmacniaczy małej częstotliwości, magnetofonów, gramofonów, organów elektronowych oraz specjalnych urządzeń elektroakustycznych.

2.1 Wzmacniacz o mocy 50 W (Texas Instruments)

Wzmacniacz, którego schemat przedstawiono na rys. 2-1, ma prostą konstrukcję, małą liczbę elementów i jest bardzo wygodny w zastosowaniach, nie wymagających największej wierności

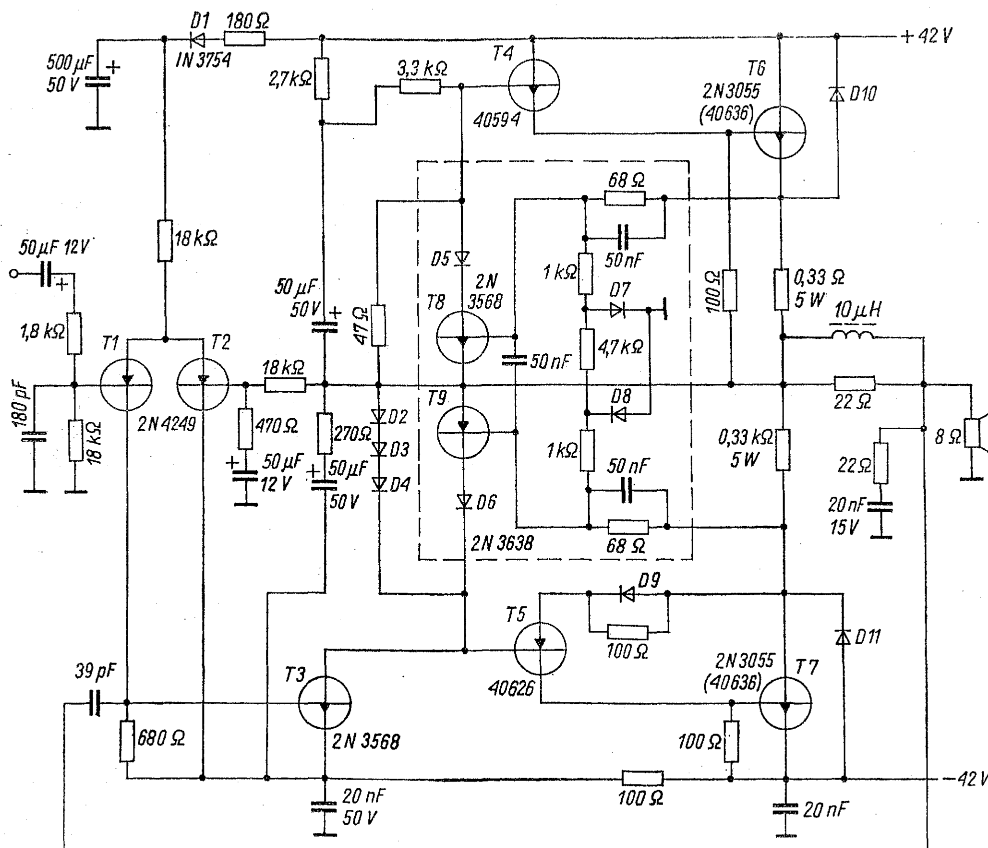


Rys. 2-1. Schemat wzmacniacza o mocy 50 W

odtwarzania. Zastosowanie transformatora sterującego stopień mocy sprawia, że zniekształcenia nieliniowe małych częstotliwości osiągają niedopuszczalnie wysoki poziom, co zmusza do ograniczenia mocy lub przenoszonego pasma. Przy częstotliwości 1 kHz i mocy 50 W zniekształcenia wynoszą 1,65%, zaś przy mocy 10 W — 0,7%. Napięcie wejściowe dla pełnego wysterowania wynosi 1,5 V. Szerokość pasma jest ograniczona głównie indukcyjnością transformatora i pojemnością kondensatorów; spadek wzmocnienia przy 30 Hz wynosi 1,6 dB, przy 20 kHz — 0,2 dB.
Krytyczny element stanowi transformator. Został on nawinięty poczwórnym drutem. Koniec pierwszej połówki uzwojenia pierwotnego połączono z początkiem drugiej połówki. Taki sposób nawijania umożliwia uzyskanie bardzo małej indukcyjności rozproszenia, ponieważ każdy zwój uzwojenia wtórnego obejmuje taki sam strumień, jak odpowiadające mu dwa zwoje uzwojenia pierwotnego.
Równoległe zasilanie drugiego stopnia sprawia, że przez uzwojenie pierwotne transformatora nie płynie prąd stały, który mógłby zmniejszyć indukcyjność i powodować przesunięcia fazy, niedopuszczalne ze względu na sprzężenie zwrotne, obejmujące trzy stopnie.

2.2 Wzmacniacz o mocy 70 W (RCA)

Układ wzmacniacza firmy RCA (rys. 2-2) reprezentuje nowoczesne tendencje, których można się dopatrzyć w wielu konstrukcjach różnych firm. Do cech charakterystycznych tych wzmacniaczy należy stosowanie dwóch źródeł zasilania, bezpośredniego sprzężenia wszystkich stopni oraz wzmacniacza różnicowego na wejściu. Takie rozwiązania są stosowane w konstrukcji wzmacniaczy operacyjnych.
Tranzystory *T1* i *T2* tworzą wejściowy stopień różnicowy. Baza tranzystora *T1* ma zerową wartość napięcia stałego, zaś baza tranzystora *T2* połączona jest z napięciem stałym panującym na wyjściu, a uziemiona dla napięć zmiennych. Dzięki temu stopień wejściowy stabilizuje punkt pracy całego wzmacniacza, nie dopuszczając do przepływu prądu stałego przez głośnik. Dioda *D1* stanowi część filtru w obwodzie zasilania, który przeciwdziała wpływowi spadku napięcia z zasilacza napięcia dodatniego na wzmacniacz. Tranzystor *T3* w drugim stopniu wzmacniacza jest sterowany trzema sygnałami: wzmocnionym sygnałem różnicowym z pierwszego stopnia, który jest doprowadzony do jego bazy, sygnałem sprzężenia zwrotnego dla wielkich częstotliwości (przez kondensator 39 pF) oraz sygnałem sprzężenia zwrotnego doprowadzonym z wyjścia wzmacniacza przez rezystor 270 Ω i kondensator 50 µF do emitera. Kolektor tranzystora *T3* jest połączony z bazami przeciwstawnych tranzystorów sterujących, *T4* i *T5* w następujący sposób: z bazą tranzystora *T5* bezpośrednio, a z tranzystorem *T4* przez rezystor 47 Ω oraz łańcuch trzech diod dla wstępnej po-



Rys. 2-2. Schemat wzmacniacza RCA. Nieoznaczone diody są typu 1 N 3754

laryzacji, która kompensuje napięcie progowe baza-emiter.

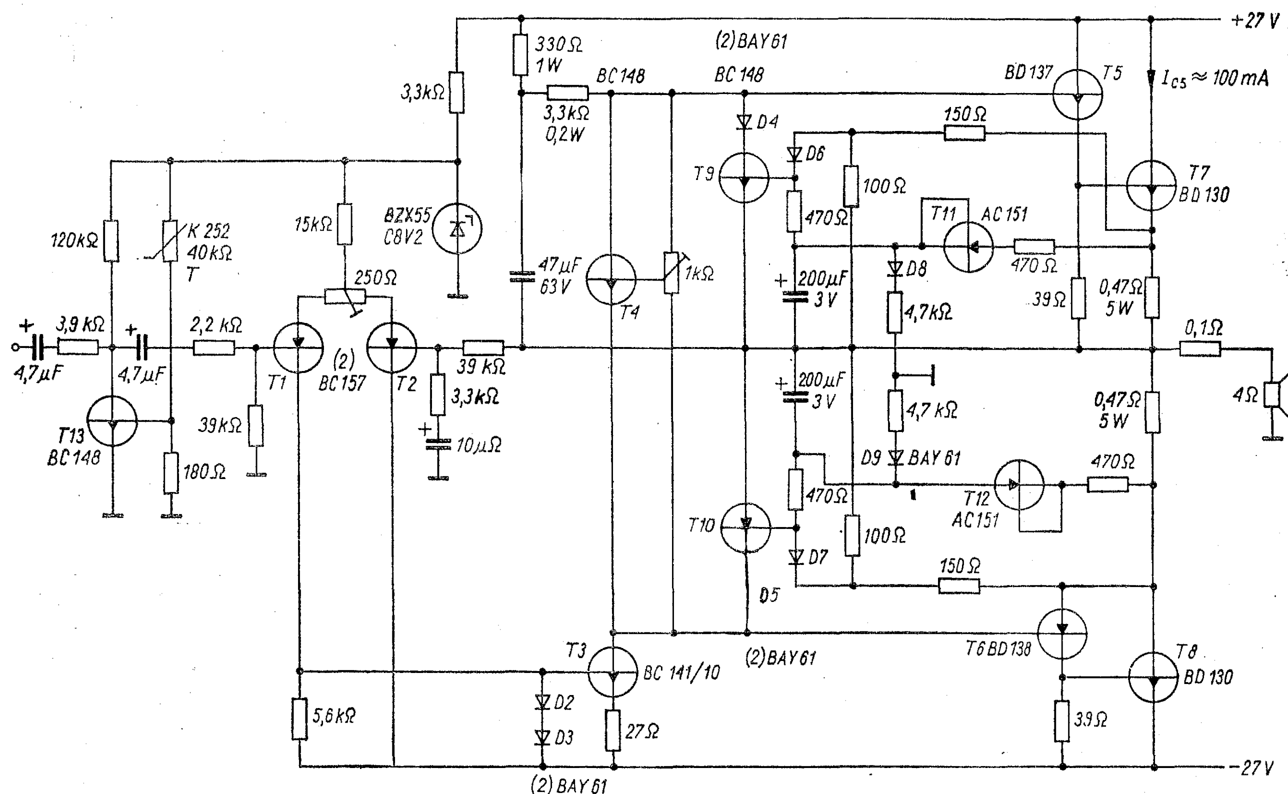
Tranzystory *T8* i *T9* pracują w układzie zabezpieczającym tranzystory wyjściowe przed przeciążeniem. Gdy wskutek nadmiernego wzrostu sygnału lub przy zbyt małej impedancji obciążenia wzrośnie niedopuszczalnie prąd tranzystorów mocy, wówczas wywołuje to wzrost spadku napięcia na rezystorach emiterowych i powoduje nasycanie tranzystorów *T8* i *T9* oraz blokowanie prądu bazy tranzystorów *T4* i *T5*. Dioda *D9* zmniejsza zniekształcenia wywołane asymetrią wzmacniacza; między kolektorem tranzystora *T3* i wyjściem są włączone dwa złącza baza-emiter w „dodatniej" części wzmacniacza (*T4* i *T6*) i tylko jedno złącze (*T5*) w części „ujemnej". To właśnie brakujące złącze zastępuje dioda. Diody *D10* i *D11* nie dopuszczają do pojawienia się na tranzystorach mocy przeciwnie skierowanych napięć w stanach nieustalonych, np. przy włączaniu zasilania.

Układ zastosowany we wzmacniaczu i właściwości nowoczesnych tranzystorów umożliwiają wzmacnianie bardzo szerokiego pasma częstotliwości. Zachowanie stabilności przy silnym sprzężeniu zwrotnym zmusza do sztucznego ograniczenia wzmocnienia dla częstotliwości leżących poza użytecznym zakresem. Do tego celu służy dławik 10 μH, nawinięty na rezystorze 22 Ω, układ *RC* włączony równolegle do głośnika oraz sprzężenie zwrotne przez kondensator 39 pF.

2.3 Wzmacniacz mocy, zabezpieczony przed zwarciem i przeciążeniem (Siemens)

We wzmacniaczu firmy Siemens (rys. 2-3) o mocy 60 W zastosowano układ zabezpieczający, który reaguje na trzy parametry: temperaturę radiatorów tranzystorów wyjściowych, prąd kolektora stopnia mocy i zerowe napięcie wyjściowe przy niezerowym sygnale, świadczące o zwarciu wyjścia.

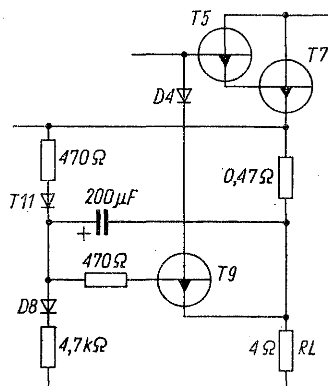
Tranzystor *T13* na wejściu wzmacniacza ma za zadanie zwierać sygnał przy przekroczeniu dopuszczalnej temperatury radiatora jednego z tranzystorów stopnia wyjściowego. Czujnikiem tej temperatury jest termistor włączony w obwód bazy tranzystora *T13*. W temperaturze 90°C rezystancja termistora spada do 2,3 kΩ i tranzystor zostaje nasycony. W tym celu by ten tranzystor nie powodował zniekształceń



Rys. 2-3. Układ wzmacniacza firmy Siemens

przed osiągnięciem temperatury krytycznej, jego kolektor jest polaryzowany prądem płynącym przez rezystor 120 kΩ. Tranzystor przełącznikowy jest zasilany napięciem z diody stabilizacyjnej, która dostarcza również napięcia dla emiterów wzmacniacza różnicowego. W celu zapewnienia istnienia sygnału napięcia stałego dla stabilizacji punktu pracy wzmacniacza w przypadku zwarcia zacisku wyjściowego, w szereg z tym zaciskiem został włączony rezystor 0,1 Ω, na którym występuje spadek napięcia, nawet wówczas gdy rezystancja obciążenia spadnie do zera. Tranzystor *T4* stabilizuje prąd zerowy przy zmianach temperatury tranzystorów mocy i napięcia zasilania. Jest on zmontowany na radiatorze jednego z tranzystorów wyjściowych. Potencjometrem w obwodzie jego bazy nastawia się wartość prądu spoczynkowego. Bez wysterowania prąd pobierany przez cały wzmacniacz wynosi 150 mA.

Działanie układu zabezpieczającego przed przekroczeniem dopuszczalnego prądu ilustruje rys. 2-4. Elementy zabezpieczające tworzą mostek, w którego przekątnej znajduje się złącze baza-emiter tranzystora *T9*. Tranzystor nie przewodzi, jeżeli prąd płynący przez rezystor 0,47 Ω nie przekracza 2 A i impedancja obciążenia nie jest mniejsza od 4 Ω. Jeżeli jeden z tych wa-



Rys. 2-4. Elementy układu realizujące opóźnione ograniczenie prądu emitera tranzystora *T7*

runków zostanie przekroczony, tranzystor zostaje nasycony z opóźnieniem wynikającym ze stałej czasowej rezystora 470 Ω i kondensatora 200 µF. Jej wartość wynosi 94 ms, a uzyskane opóźnienie — 30 ms. To opóźnienie jest potrzebne dla uniknięcia blokowania wzmacniacza w pobliżu granicznych warunków przy impulsach prądu wywołanych rezonansami układu głośników i filtrów. W tym celu by w czasie opóźnienia układu ograniczającego nie mogło dojść do niekontrolowanego wzrostu prądu wprowadzono drugie ograniczenie o progu 7 A i natychmiastowym działaniu. Tranzystor bocznikujący *T9*

względnie *T10* jest wówczas sterowany spadkiem napięcia na rezystorze emiterowym stopnia mocy przez dzielnik złożony z rezystorów 150 i 100 Ω oraz przez diodę *D6* względnie *D7*. Moc wydzielana przy zwarciu na tranzystorach *T5* i *T6* jest mniejsza od mocy traconej w tranzystorach mocy tyle razy, ile wynosi wzmocnienie prądowe tranzystorów końcowych przy dużym prądzie. Z tego względu nie powinno ono być mniejsze od 45 przy prądzie kolektora 4 A i napięciu kolektor-emiter 4 V.

2.4 Wzmacniacz z przeciwstawnymi tranzystorami mocy (Texas Instruments)

We wzmacniaczach większej mocy są zazwyczaj stosowane tranzystory mocy tego samego typu i przeciwstawne tranzystory sterujące. Ostatnio pojawiło się wiele par przeciwstawnych tranzystorów mocy, które umożliwiają konstrukcję całkowicie symetrycznych wzmacniaczy o jednakowej liczbie złącz w każdej gałęzi i jednakowej impedancji wyjściowej obu tranzystorów końcowych. Firma Texas Instruments opracowała układ wzmacniacza dostosowany do produkowanych przez siebie przeciwstawnych tranzystorów mocy w obudowach plastykowych. W zależności od typów tranzystorów i wartości elementów wzmacniacz ma moc znamionową 10, 25, 50 i 100 W. Parametry czterech wersji wzmacniacza podano w tabl. 2-1, zaś wartości elementów — w tabl. 2-2.

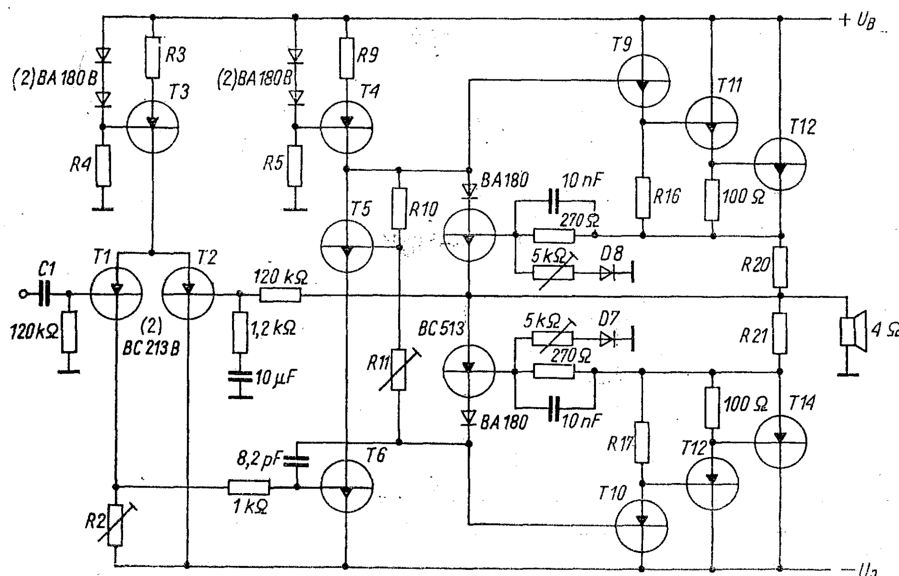
Tablica 2-1. Parametry wzmacniaczy firmy Texas Instruments

Moc znamionowa, W	10	25	50	100
Napięcie zasilania, V	±16	±20	±26	±36
Prąd przy mocy znamionowej, A	0,65	1	1,5	2,2
Prąd spoczynkowy stopnia końcowego, mA	50	60	60	60
Moc wyjściowa przy $f = 1$ kHz, $k = 10\%$, W $f = 1$ kHz, $k_n = 1\%$, W	 18 13	 40 30	 75 60	 150 120
Zakres częstotliwości (−3 dB), Hz − kHz	16–150	16–150	12–150	12–150
Równoważne napięcie szumów przy $R_g = 100$ kΩ, mV $R_g = 10$ kΩ, mV $R_g = 0$, mV	 0,55 0,2 0,1	 0,55 0,2 0,1	 0,65 0,2 0,1	 0,65 0,4 0,3
Impedancja wejściowa	100 kΩ			
Czułość dla $P_0 = 50$ mW	5 mV			
Impedancja obciążenia	4 Ω			

Tablica 2-2. Wartości elementów zastosowanych we wzmacniaczach

P_0	10 W	25 W	50 W	100 W
R2	5 kΩ	5 kΩ	10 kΩ	10 kΩ
R3	3,9 kΩ	2,2 kΩ	3,3 kΩ	1,8 kΩ
R4	2,7 kΩ	2,7 kΩ	3,3 kΩ	3,3 kΩ
R5	2,7 kΩ	2,7 kΩ	3,3 kΩ	3,3 kΩ
R9	100 Ω	56 Ω	120 Ω	82 Ω
R10	820 Ω	820 Ω	4,7 kΩ	4,7 kΩ
R11	500 Ω	500 Ω	2,5 kΩ	2,5 kΩ
R20, R21	0,82 Ω/ /1 W	0,68 Ω/ /2,5 W	0,33 Ω/ /2,5 W	0,33 Ω/ /5 W
C1	0,1 μF	0,1 μF	0,68 μF	0,68 μF
D7, D8	BA 181	BA 181	BA 187	BA 187
T1, T2	BC 312 B	BC 213 B	BC 212 B	BC 212 B
T3	BC 513	BC 513	BC 212	BC 212
T4	BC 213	BC 213	BC 212	BF 397
T6	BC 183	BC 183	BC 182	BF 297
T9			BC 182	BF 297
T10			BC 212	BF 397
T11	BC 232	BC 429	BC 429 A	BD 241 B
T12	BC 231	BC 430	BC 430 A	BD 242 B
T13	BD 241	BD 243	BD 245 A	BD 249 B
T14	BD 242	BD 244	BD 246 A	BD 250 B

Schemat wzmacniaczy o mocy 50 i 100 W przedstawiono na rys. 2-5. We wzmacniaczach mniejszej mocy nie występują tranzystory *T9* i *T10* oraz rezystory w obwodzie ich emiterów. Emitery tranzystorów tworzących pierwszy stopień o układzie różnicowym są zasilane stałym prądem, stabilizowanym przez tranzystor *T3*. Napięcia odniesienia dostarczają dwie diody krzemowe, spolaryzowane w kierunku przewodzenia. Rezystancja obciążenia wzmacniacza różnicowego jest ustawiana (*R2*) dla umożliwienia zrównoważenia wzmacniacza dla napięcia stałego. Drugi stopień wzmacniacza jest również zasilany z generatora stałego prądu z tranzystorem *T4*, w odróżnieniu od układu ze sprzężeniem typu „bootstrap", stosowanego we wzmacniaczach poprzednio opisanych. Zaletą tego rozwiązania jest łatwość uzyskania dużego wzmocnienia i uniezależnienie prądu od napięcia zasilania. Tranzystor *T5* i dzielnik napięcia *R10, R11* służą do dobierania i stabilizacji prądu spoczynkowego stopnia mocy. W tym celu trzeba zapewnić kontakt termiczny tranzystora *T5* z radiatorem tranzystora mocy. Wzmocnienie dla napięć zmiennych ustala dzielnik istniejący w bazie tranzystora *T2*. Dolna częstotliwość granicz-

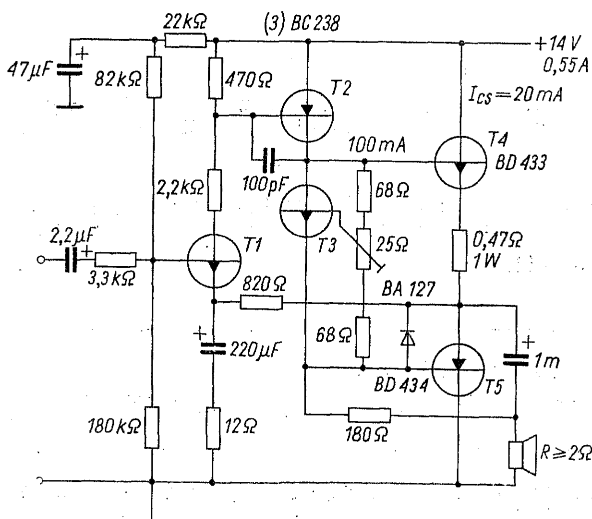


Rys. 2-5. Schemat wzmacniacza firmy Texas Instruments

na zależy od pojemności *C1* i pojemności oddzielającej bazę tranzystora *T2* od masy (na schemacie 10 µF).

2.5 Wzmacniacz mocy zasilany z akumulatora samochodowego (Siemens)

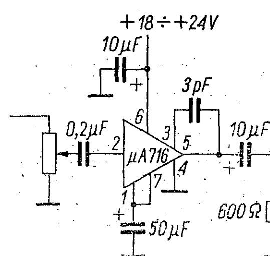
Prosty układ wzmacniacza (rys. 2-6) ma moc znamionową 5 W przy obciążeniu głośnikiem o rezystancji 4 Ω i zniekształceniach nieliniowych wynoszących 10%. Przy mocy dwukrotnie mniejszej współczynnik zniekształceń maleje do 2%. Impedancja wejściowa wynosi 40 kΩ, napięcie wejściowe dla pełnego wysterowania — 90 mV. Zabezpieczenie przed zwarciem zrealizowano przy użyciu tylko dwóch dodatkowych elementów: rezystora emiterowego tranzystora *T4* i diody BA127. Napięcie na bazie tranzystora *T4* może być większe od napięcia na emiterze tranzystora *T5* tylko o spadek napięcia na przewodzącej diodzie i tranzystorze *T3*, wobec czego prąd kolektora tranzystora *T4* nie może być większy od 2,5 A, kiedy spadek napięcia na rezystorze emiterowym staje się w przybliżeniu równy temu napięciu. Po osiągnięciu progu ograniczenia dalszy wzrost prądu jest kontrolowany przez rezystor 2,2 kΩ umieszczony w obwodzie kolektora tranzystora *T1*.



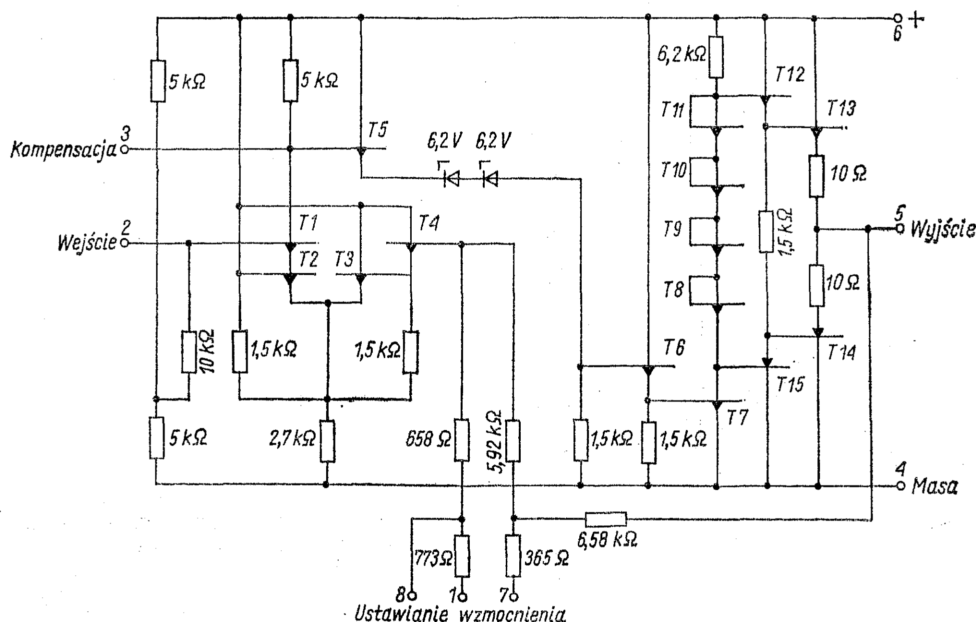
Rys. 2-6. Wzmacniacz zasilany z akumulatora

2.6 Scalony wzmacniacz słuchawkowy (SGS)

Wzmacniacz słuchawkowy, którego schemat przedstawiono na rys. 2-7, ma wzmocnienie równe 100 ze stałością 0,05 dB. Szerokość pasma wynosi przeszło 100 kHz, a dolna częstotliwość graniczna jest równa 50 Hz. Napięcie zasilania może się zmieniać od 18 do 24 V. Napięcie wyjściowe może osiągnąć wartość 5,3 V, co przy impedancji obciążenia 600 Ω odpowiada mocy 46 mW. W przypadku mniejszej impedancji obciążenia

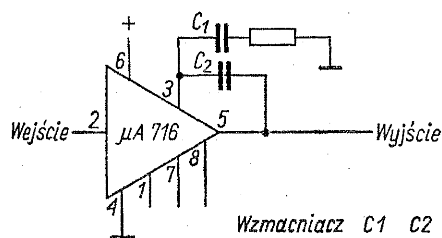


Rys. 2-7. Schemat wzmacniacza słuchawkowego



Rys. 2-8. Układ μA 716

można uzyskać odpowiednio większą moc. Zniekształcenia nieliniowe zależą od wybranej wartości wzmocnienia i poziomu sygnału. Przy impedancji obciążenia równej 150 Ω i mocy 100 mW przy 1 kHz współczynnik zniekształceń wynosi 0,3% dla wzmocnienia 200 oraz 0,15% dla wzmocnienia 100. Zasadniczym elementem wzmacniacza jest układ scalony typu μA 716 C, którego schemat wewnętrzny podano na rys. 2-8. Interesującą cechą tego układu jest wprowadzenie scalonych rezystorów wyznaczających

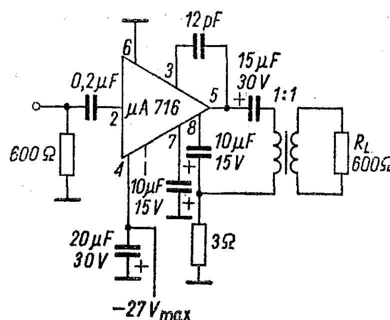


Wzmacniacz	C1 pF	C2 pF	R1 Ω	Zablokować końcówki
10	68	39	75	1
20	50	27	75	8
100	—	3	—	1,7
200	—	3	—	7,8

Rys. 2-9. Wybór wzmocnienia i kompensacji wzmacniacza

wzmocnienie. Wartość wzmocnienia wybiera się przez uziemienie dla napięć zmiennych odpowiedniej kombinacji końcówek *1*, *7* i *8*. Można w ten sposób uzyskać wzmocnienie napięciowe 10, 20, 100 lub 200. Sposób łączenia i wartości elementów do kompensacji charakterystyki podano na rys. 2-9.

Przykładem zastosowania układu we wzmacniaczu dopasowanym na wejściu i wyjściu do linii telefonicznej jest układ z rys. 2-10. Przy odłączonym obciążeniu wzmacniacz ma wzmocnienie 200 (uziemione końcówki *7* i *8*). Sprzężenie zwrotne prądowe przez rezystor 3 Ω powoduje



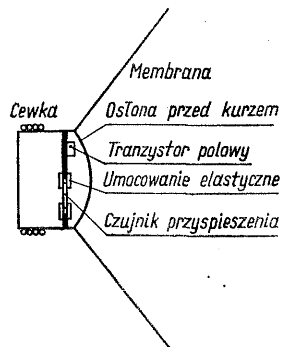
Rys. 2-10. Układ μA 716 we wzmacniaczu liniowym, dopasowanym z obu stron do impedancji 600 Ω

przy obciążeniu wyjścia spadek wzmocnienia do 100; odpowiada to impedancji wyjściowej równej 600 Ω.

2.7 Zestaw akustyczny ze sprzężeniem ruchowym Philips RH532

Wprowadzenie ujemnego sprzężenia zwrotnego jest od dawna znanym sposobem poprawiania parametrów wzmacniacza. Najważniejszym źró-

dłem zniekształceń liniowych i nieliniowych pozostał jednak głośnik. Zestaw akustyczny „RH532" firmy Philips stanowi pierwsze urządzenie produkcji seryjnej, w którym zastosowano sprzężenie zwrotne ruchowe — układ, wytwarzający sygnał sprzężenia zwrotnego, uzależniony od ruchu membrany głośnika. Sygnał ten pochodzi od piezoelektrycznego czujnika przyspieszenia, przytwierdzonego do cewki głośnika dynamicznego (rys. 2-11). Sprzężenie ruchowe



Rys. 2-11. Sposób umieszczenia czujnika przyspieszenia w głośniku niskotonowym

umożliwia poszerzenie pasma poniżej rezonansu mechanicznego głośnika i zmniejszenie zniekształceń nieliniowych w zakresie małych częstotliwości.

Przy małych częstotliwościach głośnik może być rozpatrywany jako prosty system drgający z masą m, sprężyną o sztywności s i oporem tarcia b. Równanie ruchu takiego systemu ma postać

$$m\ddot{x}+b\dot{x}+sx=F$$

przy czym F oznacza siłę, działającą na cewkę. Częstotliwość rezonansowa systemu wynosi

$$f_0=\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{s}{m}}$$

a jego współczynnik dobroci

$$Q=\frac{\sqrt{ms}}{b}$$

Wprowadzenie sprzężenia zwrotnego przyspieszeniowego oznacza zmniejszenie prądu w cewce, a zatem i siły działającej na cewkę o czynnik proporcjonalny do $\ddot{x}$. Niech współczynnik proporcjonalności ma wartość k. Równanie ruchu systemu ze sprzężeniem można napisać w postaci

$$m\ddot{x}+b\dot{x}+sx=F-k\ddot{x}$$

albo

$$(m+k)\ddot{x}+b\dot{x}+sx=F$$

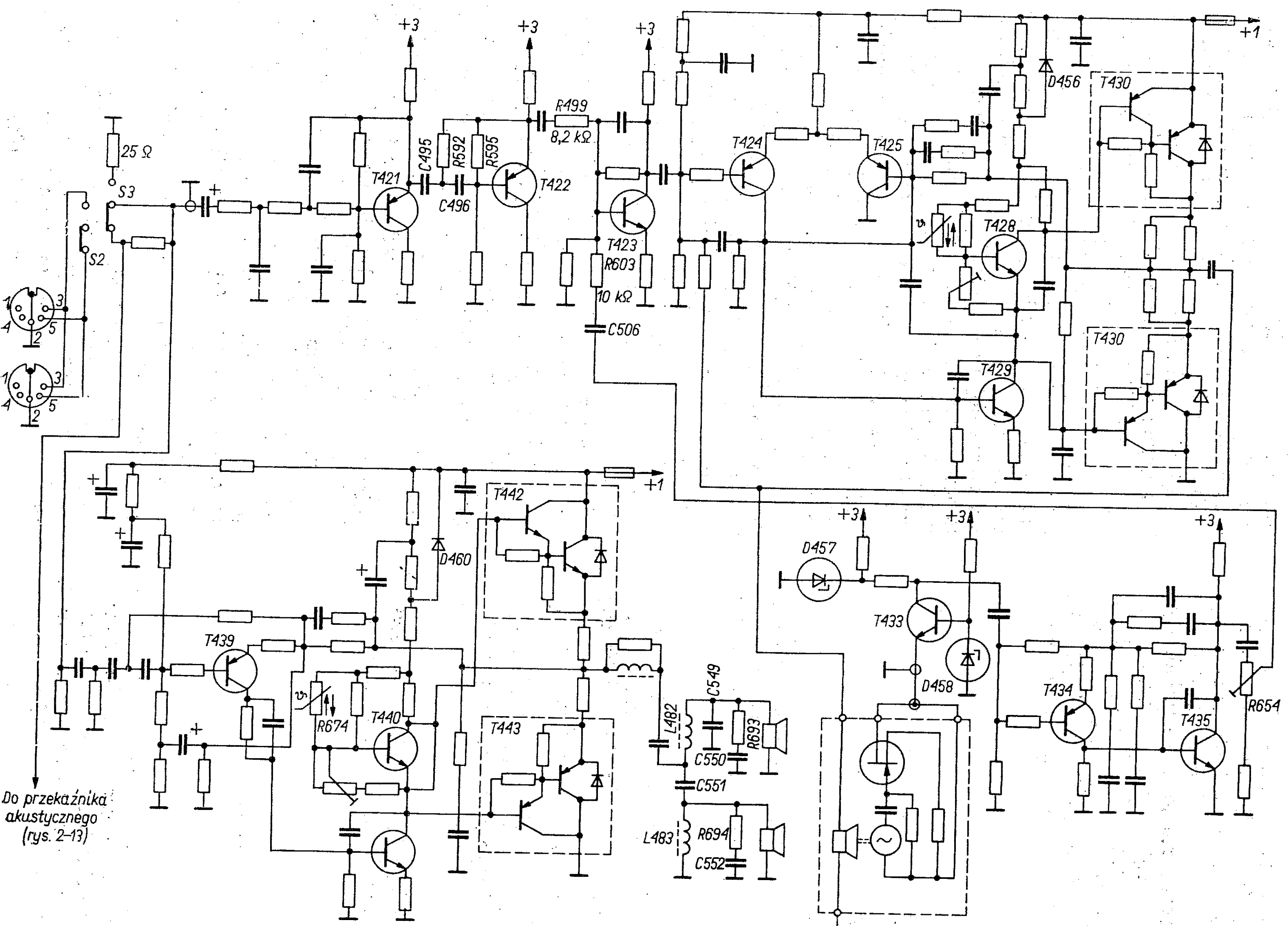
Zwiększenie efektywnej masy powoduje zmniejszenie częstotliwości rezonansowej i zwiększenie dobroci. Współczynnik dobroci można zmniejszyć wprowadzając dodatkowo sprzężenie prędkościowe za pośrednictwem scałkowanego sygnału z czujnika przyspieszenia.

Zespół „RH532" zawiera głośnik wysokotonowy i średniotonowy, umieszczone we wspólnej odgrodzie o objętości 6 dm^2 i zasilane ze wzmacniacza o mocy wyjściowej 20 W oraz głośnik niskotonowy w odgrodzie o objętości 9 dm^2, ze wzmacniaczem o mocy 40 W. Układ niskotonowy został objęty sprzężeniem ruchowym.

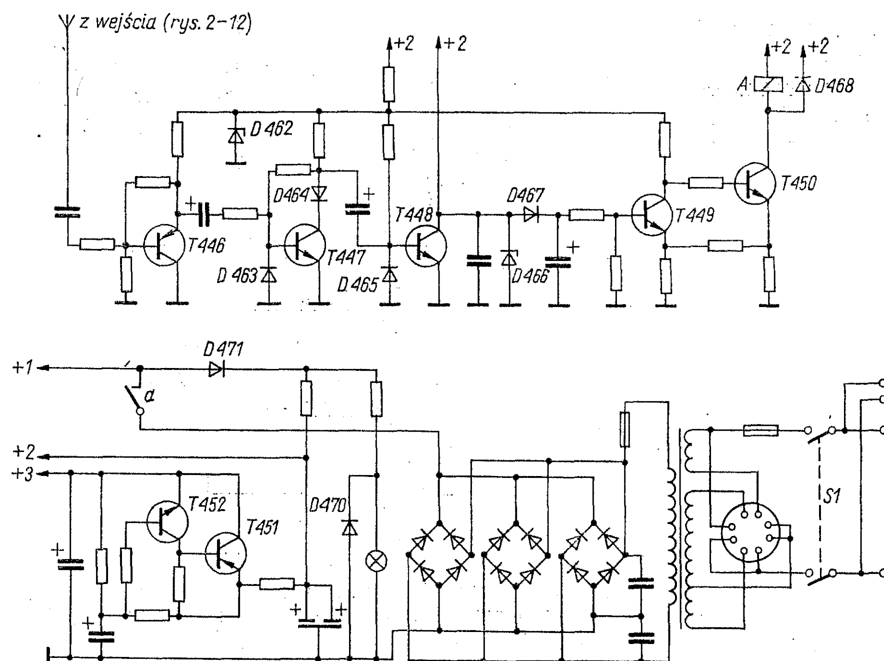
Schemat wzmacniacza przedstawiono na rys. 2-12. Sygnał wejściowy zostaje podzielony na dwa kanały przy użyciu prostych filtrów aktywnych o częstotliwości granicznej 500 Hz. Ponieważ zestaw może współpracować ze wzmacniaczami mocy, przewidziano możliwość włączenia obciążenia w postaci rezystora 25 Ω o dużej mocy stanowiącego obciążenie wzmacniacza sterującego. Termistor *R674* i tranzystor *T440*, ustalające prąd spoczynkowy stopnia mocy, są zmontowane na wspólnym radiatorze z tranzystorami przeciwstawnymi mocy w układzie Darlingtona. Do poziomu około 1 W wzmacniacz pracuje w klasie A, a powyżej tego poziomu w klasie AB.

Wzmacniacz małych częstotliwości pracuje w klasie B. W obwodzie sprzężenia zwrotnego został umieszczony wzmacniacz różnicowy z tranzystorami *T424, T425*. W obwodzie bazy tranzystora *T423* odbywa się sumowanie sygnału wejściowego i sygnału przyspieszeniowego sprzężenia zwrotnego. Ten ostatni pochodzi z czujnika przyspieszeniowego, połączonego z układem przez transformator impedancji z tranzystorem polowym. W tym celu by nie dopuścić do spadku impedancji wejściowej tranzystora polowego przy zbyt małym napięciu drenu, napięcie bazy tranzystora *T433* zostało ustalone za pomocą diody Zenera *D458*. W kanale małej częstotliwości uzyskano częstotliwość rezonansową 35 Hz. Mniejsze częstotliwości zostają stłumione przez elementy sprzęgające umieszczone między tranzystorami *T421* i *T422* przy nachyleniu charakterystyki 12 dB/oktawę.

Dla ułatwienia obsługi, zasilanie wzmacniaczy jest włączane automatycznie przez układ tranzystorów *T446* do *T450*, sterowany sygnałem wejściowym (rys. 2-13). Wyłączenie zasilania stopni mocy następuje po czasie około 3 minut licząc od chwili zaniku sygnału. Pozostałe stopnie są w stanie gotowości włączone, a żarówka sygnalizuje to słabym świeceniem. Podwójne gniazda wejściowe oraz dodatkowe gniazda sieciowe ułatwiają łączenie zestawów równolegle lub w układy stereofoniczne.



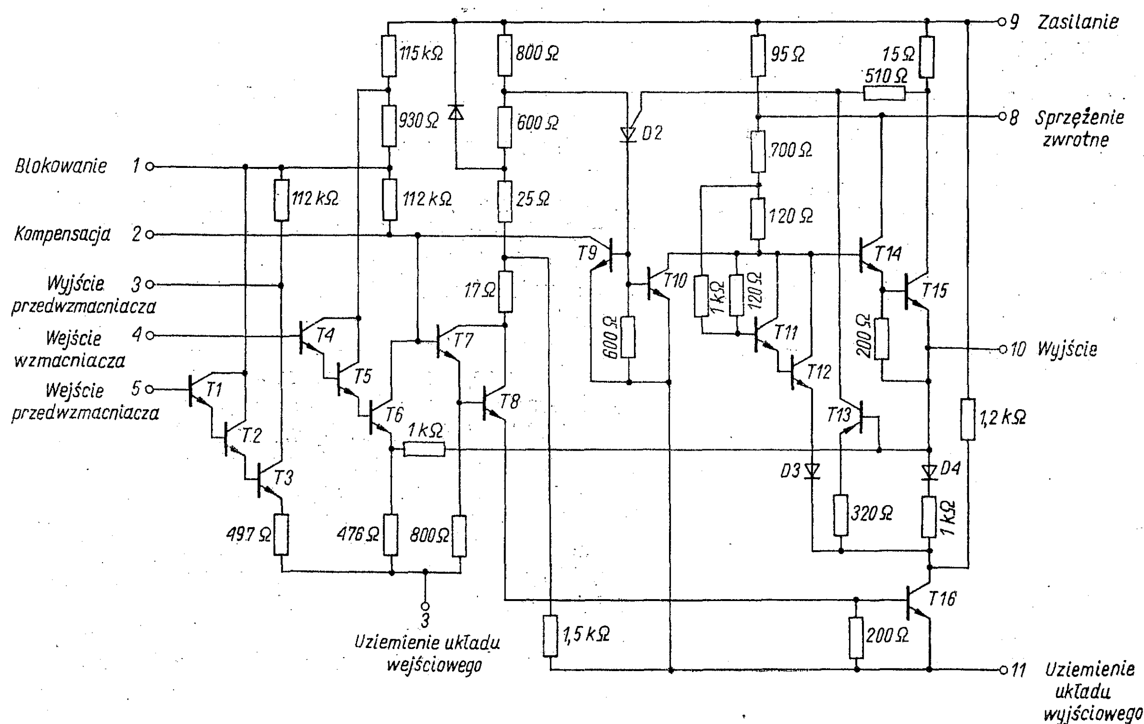
Rys. 2-12. Schemat wzmacniaczy



Rys. 2-13. Schemat zasilacza i przekaźnika akustycznego

2.8 Wzmacniacz o mocy 3 W z układem scalonym SL403D (Plessey)

Scalony wzmacniacz mocy firmy Plessey, o strukturze przedstawionej na rys. 2-14, zawiera oddzielny wzmacniacz wstępny z tranzystorami *T1* do *T3*. Wzmacniacz ma impedancję wejściową równą 20 MΩ i wzmocnienie równe 24 dB. Impedancja wzmacniacza głównego wynosi 100 MΩ, a wzmocnienie — 26 dB. Współczynnik zniekształceń nieliniowych dla napięcia wyjściowego wzmacniacza wstępnego 0,9 V i mocy 1 W na wyjściu wzmacniacza mocy wynosi odpowiednio 0,1 i 0,3% przy częstotliwości sygnału 400 Hz.



Rys. 2-14. Schemat układu scalonego SL403D

Stopień wyjściowy, złożony z tranzystorów *T15* i *T16* połączonych szeregowo jest sterowany niesymetrycznie, jak to przedstawiono w uproszczeniu na rys. 2-15. Prąd bazy tranzystora *T15* pochodzi ze źródła zasilania, natomiast baza tranzystora *T16* jest sterowana prądem emitera tranzystora *T8*. W połówkach okresu, wówczas gdy jest wysterowany tranzystor *T16*, bocznikuje on prąd bazy tranzystora *T15*, wskutek czego tranzystory mocy pracują przeciwsobnie. W tym celu by układ nie wprowadzał dużych zniekształceń, musi on pracować w klasie AB. Liniowość układu zwiększa dodatkowo sprzężenie zwrotne ujemne o wartości 34 dB.

Rys. 2-15. Uproszczony schemat sterowania stopnia wyjściowego

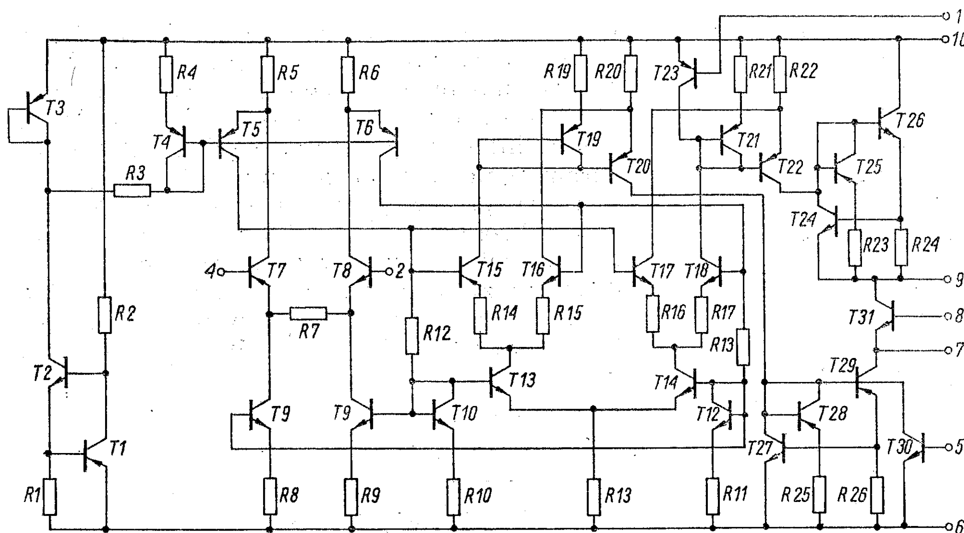
Układ ma wbudowane zabezpieczenie przed zbyt dużą wartością napięcia zasilającego: powyżej wartości krytycznej następuje nieniszczące przebicie tranzystora *T8* powodując nasycenie tranzystora *T16* i zmniejszenie wzmocnienia — stan, w którym wzmacniacz może bezpiecznie znieść napięcie zasilania równe 20 V. Zakres wartości napięcia zasilania przy pracy wynosi 10 do 18 V.
Zabezpieczenie przed przekroczeniem dopuszczalnej wartości prądu tranzystorów końcowych stanowi układ z tyrystorem, sterowanym spadkiem napięcia powstającym na rezystorze próbkującym prąd kolektora tranzystora *T15*. Zapłon tyrystora powoduje nasycenie tranzystorów *T9* i *T10*, które odcinają wszystkie tranzystory z wyjątkiem wzmacniacza wstępnego. Dla wyłączenia blokady należy wzmacniacz pozbawić zasilania.
Przykłady zastosowania układu SL403D ilustrują rys. 2-16 i 2-17. Potencjometr *P2* służy do dokładnego dobrania punktu pracy tak, aby na końcówce *10* występowało napięcie równe połowie napięcia zasilania.

Rys. 2-16. Schemat wzmacniacza o czułości 25 mV dla pełnego wysterowania

Rys. 2-17. Układ wzmacniacza z regulacją barwy dźwięku i symetrii (w systemie stereofonicznym). Napięcie wejściowe, odpowiadające pełnej mocy, wynosi 250 mV

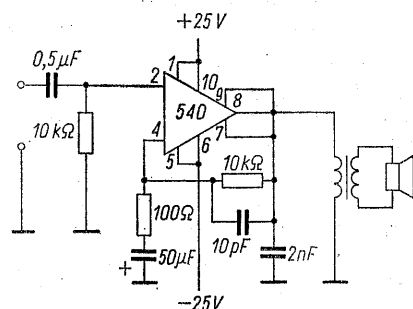
2.9 Wzmacniacze mocy z układem SE540 (Signetics)

Układ scalony typu SE540 firmy Signetics jest wzmacniaczem sterującym, przeznaczonym do współpracy z parą przeciwstawnych tranzystorów mocy.
Schemat wewnętrzny układu przedstawiono na rys. 2-18. Końcówki *2* i *4* stanowią wejście różnicowe, *10* i *6* doprowadzają napięcie z zasilacza o uziemionym środku, *7*, *8* i *9* to końcówki wyjściowe. Są one połączone z tranzystorem *T31*, po to by umożliwić — za pomocą potencjometru włączonego na zewnątrz — ustawienie wartości prądu spoczynkowego tranzystorów mocy. Końcówki *1* i *5* stanowią wejścia układu zabezpieczającego przed przekroczeniem dopuszczalnego prądu i mocy tranzystorów zewnętrznych. Niezależnie od tego, układ scalony ma wewnętrzne zabezpieczenie ograniczające prąd wyjściowy. Do tego celu służą tranzystory *T24* i *T27*. Dzięki symetrycznej budowie i zastosowaniu generatorów stałego prądu jako obciążenia poszczególnych stopni uzyskano bardzo dobre parametry wzmacniacza: tłumienie sygnału wspólnego 110 dB, tłumienie zmian napięcia zasilania 90 dB i wzmocnienie prądu 100 dB. Układ może



Rys. 2-18. Schemat wewnętrzny układu scalonego SE 540

pracować bez zewnętrznych tranzystorów jako wzmacniacz o mocy wyjściowej 1 W przy impedancji obciążenia 300 Ω (rys. 2-19). Nie są przy tym wykorzystywane żadne dodatkowe wejścia.



Rys. 2-19. Wzmacniacz o mocy 1 W

W typowym układzie wzmacniacza (rys. 2-20) zostało wprowadzone ograniczenie prądu wyjściowego oraz ograniczenie mocy wydzielanej w tranzystorach zewnętrznych.
Wzmocnienie napięciowe G_U określają wartości rezystorów *R7* i *R8* według zależności

$$G_U = \frac{R7 + R8}{R8}$$

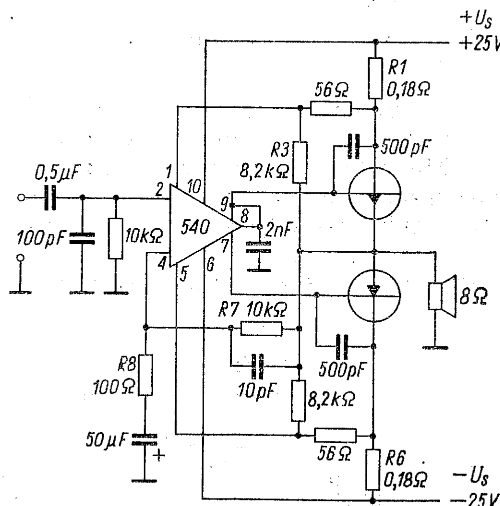
Napięcie progowe układu zabezpieczającego wynosi około 650 mV, wobec czego wartość rezystorów próbkujących prąd powinna być równa

$$R1 = R6 = \frac{0{,}65}{I_p}$$

przy czym I_p oznacza szczytową wartość prądu. Ograniczenie mocy polega na równoczesnym próbkowaniu napięcia i prądu każdego tranzystora wyjściowego. Napięcie na tranzystorze *pnp* jest doprowadzone do układu zabezpieczającego przez dzielnik *R4*, *R5*. Wartość rezystorów *R4* i *R3* została tak dobrana, aby spełnić równość

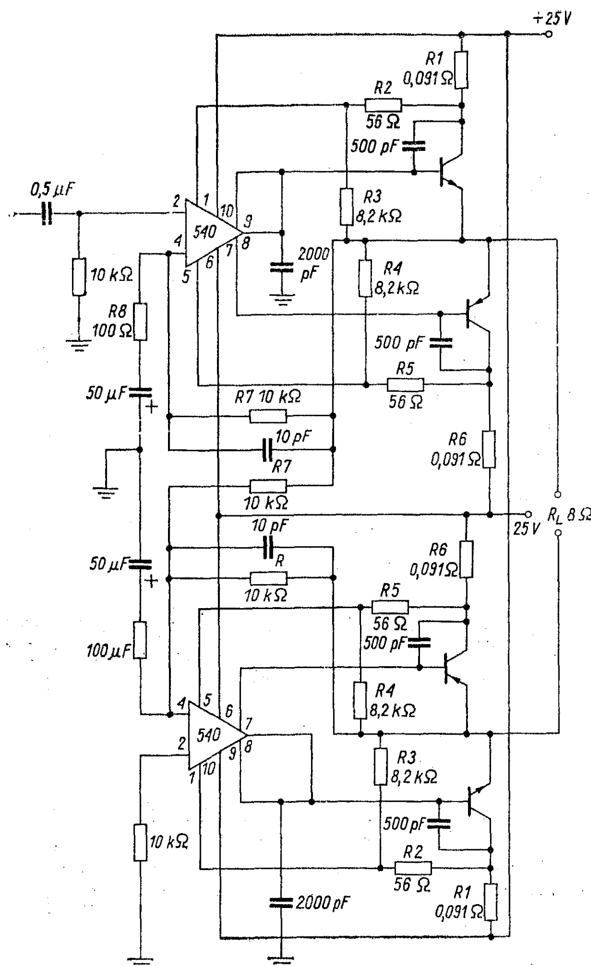
$$R3 = R4 = \frac{U_{CC}}{3\ \mathrm{mA}}$$

Napięcie chwilowe kolektor-emiter działa w taki sam sposób, jak wartość chwilowa prądu. Kombinacja tych dwóch sygnałów steruje tranzystory blokujące wzmacniacz. Dla zabezpie-



Rys. 2-20. Schemat wzmacniacza o mocy 35 W

czenia wzmacniacza przed przekroczeniem stałej mocy przy każdej kombinacji napięcia i prądu byłoby konieczne mnożenie obu wielkości, czyli hiperboliczna zależność wartości jednego parametru od drugiego; w tym przypadku wy-



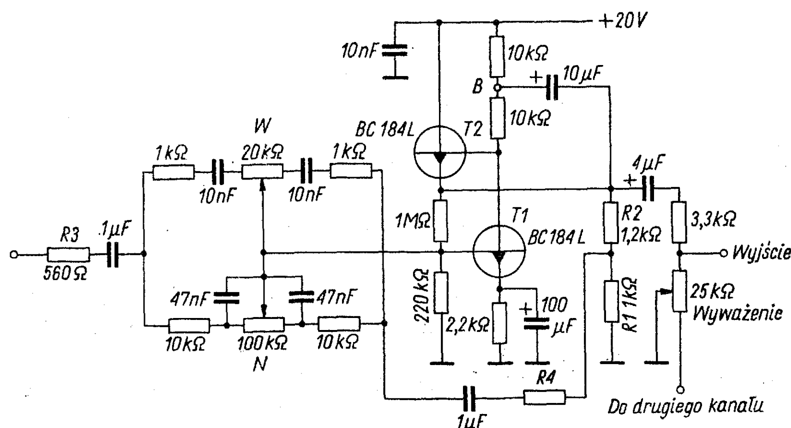
Rys. 2-21. Wzmacniacze w układzie bliźniaczym

stępuje jedynie sumowanie i charakterystyka hiperboliczna wartości krytycznych jest zastąpiona liniową. Mimo to wartość użytkowa zastosowanego rozwiązania jest bardzo duża i poważnie zmniejsza ryzyko uszkodzenia wzmacniacza. Moc wyjściowa, jaką można uzyskać ze wzmacniacza jest ograniczona głównie napięciem zasilania i impedancją obciążenia. Napięcia nie można zwiększyć powyżej wartości dopuszczalnej dla układu scalonego. Impedancja obciążenia może być zmniejszona tylko do granicy dopuszczalnego prądu tranzystorów. Dodatkowe ograniczenie stanowi ich wzmocnienie prądowe, ponieważ prąd wyjściowy układu SE540 nie może przekroczyć wartości 120 mA. Gdy jest wymagana większa moc przy impedancji głośnika 8 Ω, może być przydatny układ bliźniaczy wzmacniaczy (rys. 2-21), który umożliwia dwukrotne zwiększenie mocy. Wzmocnienie tego układu wynosi

$$G_U = 2(R7+R8)/R8$$

2.10 Aktywny regulator barwy dźwięku z małymi zniekształceniami [1]

W układzie aktywnego regulatora barwy, przedstawionym na rys. 2-22, zastosowanie napięciowego sprzężenia zwrotnego typu „bootstrap" umożliwiło uzyskanie bardzo małego współczynnika zniekształceń nieliniowych, rzędu 0,01%. Zniekształcenia nieliniowe zmniejszono przez zwiększenie impedancji obciążenia, dzięki czemu wymagany poziom napięcia wyjściowego można uzyskać przy mniejszej wartości prądu. Dodatkowo wzrasta przy tym wzmocnienie, co umożliwiło skuteczniejszą redukcję zniekształceń przez sprzężenie zwrotne ujemne. Funkcję wzmacniania spełnia tranzystor *T1*. Tranzystor *T2* pracuje jako wtórnik emiterowy obniżający impedancję wyjściową i dostarczający napięcia do układu sprzężenia zwrotnego, które powoduje to, że napięcie w punkcie *B* podąża za napięciem istniejącym na kolektorze tranzystora *T1*. W ten sposób impedancja obciążenia zostaje zwiększona $1(1-G_U)$ razy, przy czym G_U oznacza wzmocnienie napięciowe wtórnika. Wzmocnienie wzmacniacza przy płaskiej charak-



Rys. 2-22. Układ wzmacniacza z regulacją barwy dźwięku

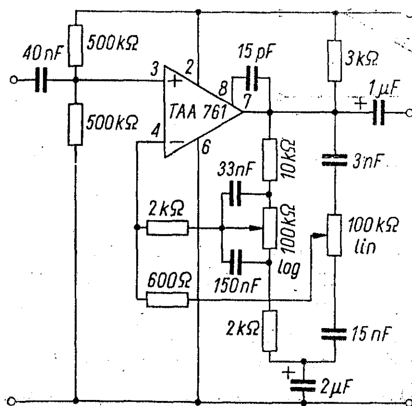
terystyce wyznacza stosunek $(R1+R2)/R1$; suma wartości $R1$ i $R2$ powinna być zbliżona do 2 kΩ. Podana wartość wzmocnienia jest dodatkowo zmniejszana przez układ równoważenia wzmocnienia kanałów przy reprodukcji stereofonicznej. Po to by było można uzyskać płaską charakterystykę częstotliwościową przy ustawieniu potencjometrów w położeniu środkowym, powinien być spełniony warunek

$$R4 = R3 - \frac{R1\,R2}{R1+R2}$$

przy czym $R3$ oznacza sumę wartości rezystora na wejściu wzmacniacza i wartości impedancji wyjściowej źródła. Rezystory 1 kΩ w gałęzi tonów wysokich ograniczają wzmocnienie dla częstotliwości naddźwiękowych; można je pominąć przy wartości $R3$ przekraczającej 500 Ω. Początek obcinania napięcia wyjściowego występuje przy wartości skutecznej 6 V.

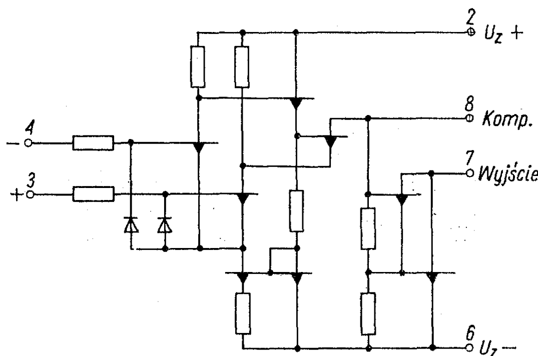
2.11 Regulator barwy dźwięku ze wzmacniaczem operacyjnym [2]

Mały koszt monolitycznych wzmacniaczy operacyjnych sprawia, że zaczynają one być stosowane nawet w układach, które dotychczas wymagały tylko jednego lub dwóch tranzystorów. Wzmacniacz z regulacją barwy dźwięku (rys. 2-23) ma w środkowym położeniu potencjometrów wzmocnienie równe 20 dB przy płaskiej charakterystyce częstotliwościowej. W skrajnych położeniach potencjometrów uzyskuje się zmianę wzmocnienia dla częstotliwości 20 Hz i 20 kHz o 20 dB w górę i w dół od poziomu średniego.



Rys. 2-23. Aktywny regulator barwy dźwięku ze wzmacniaczem scalonym [2]

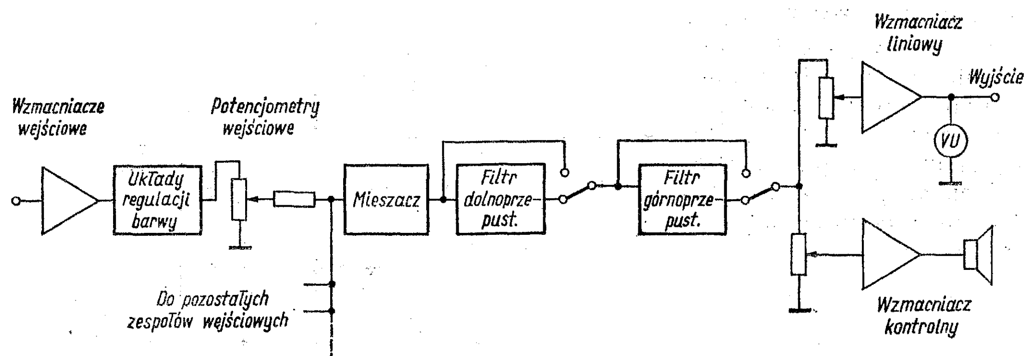
Dzielnik napięcia zasilającego na wejściu nieodwracającym ustala napięcie na wyjściu, równe połowie napięcia zasilającego. Rezystor 3 kΩ na wyjściu jest konieczny do zasilania stopnia wyjściowego, który jak to wyjaśnia rys. 2-24, jest wykonany jako niesymetryczny, „z otwartym kolektorem”.



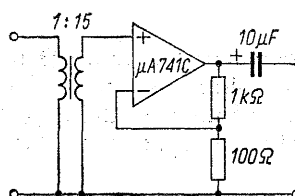
Rys. 2-24. Schemat wewnętrzny wzmacniacza operacyjnego TAA 761

2.12 Mieszacz modułowy z układami scalonymi [3]

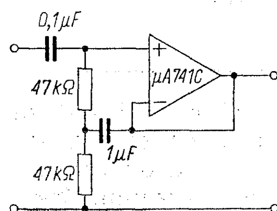
Mieszacz akustyczny wysokiej jakości jest zazwyczaj dużym i złożonym urządzeniem o znacznej cenie, a jego budowa wymaga doświadczenia i dobrze wyposażonego laboratorium. Zastosowanie popularnych wzmacniaczy operacyjnych monolitycznych umożliwiło opracowanie układu pozbawionego wszystkich wymienionych wad.
Schemat blokowy mieszacza przedstawiono na rys. 2-25. Układ ma 8 wejść o różnym przeznaczeniu. Każdy kanał jest wyposażony w oddzielny potencjometr regulacji poziomu oraz oddzielną regulację wysokich i niskich tonów. We wspólnym kanale znajdują się wyłączane filtry dolno- i górnoprzepustowy z płynnie zmienianymi częstotliwościami granicznymi. Wspólny jest również wzmacniacz kontrolny. Wyjście wzmacniacza liniowego jest przeznaczone do współpracy z magnetowidem. Poziom wyjściowy kontroluje miernik poziomu.
Wzmacniacz mikrofonowy (rys. 2-26) współpracuje z mikrofonem dynamicznym o impedancji 200 Ω. Transformator o przekładni 1 : 15 zwiększa napięcie z mikrofonu i transformuje impedancję w celu zmniejszenia szumów. Przy wykorzystaniu wejścia nieodwracającego impedancja wejściowa ma bardzo dużą wartość, a impedancja źródła dobrana została ze względu na uzyskanie najmniejszych szumów.
Wzmacniacz gramofonowy (rys. 2-27) służy jedynie do transformacji impedancji. Jego wzmocnienie wynosi 1. Impedancja adaptera ceramicz-



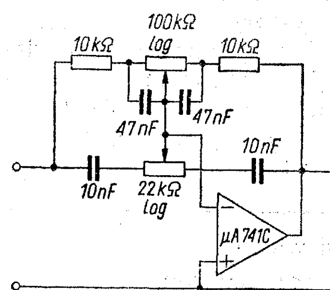
Rys. 2-25. Schemat blokowy mieszacza



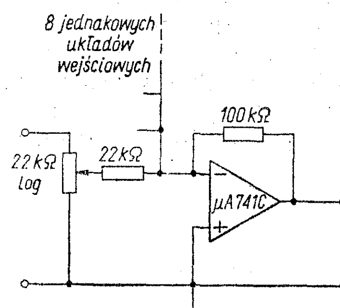
Rys. 2-26. Wzmacniacz mikrofonowy



Rys. 2-27. Wzmacniacz wstępny dla adaptera ceramicznego



Rys. 2-28. Układ regulacji barwy dźwięku



Rys. 2-29. Wzmacniacz mieszacza

nego ma charakter pojemnościowy; adapter ceramiczny nie może więc przewodzić prądu stałego, wobec czego na wejście wzmacniacza należy włączyć rezystor. Po to by rezystor nie obciążał przetwornika, został on złożony z dwóch jednakowych rezystorów, a do ich wspólnego punktu doprowadzono napięcie wyjściowe, uzyskując sprzężenie zwrotne typu „bootstrap", powielające efektywną wartość rezystancji.

Układ regulacji barwy dźwięku (rys. 2-28) jest konwencjonalny. Wartości elementów zostały tak dobrane, aby otrzymać wzmocnienie w środku pasma równe 1. Zerowa wartość składowej stałej napięcia wyjściowego umożliwia bezpośrednie sprzężenie między stopniami przy wynikającym stąd przesunięciu punktu zerowego na wyjściu całego układu mniejszym od 1 V.

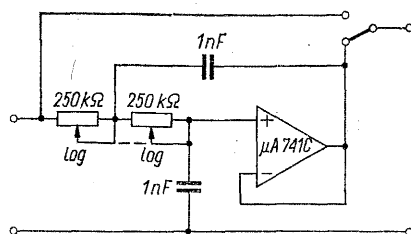
Mieszanie sygnałów z poszczególnych kanałów odbywa się w prostym wzmacniaczu sumującym (rys. 2-29). Funkcja wzmacniania jest podzielona między dwa lub trzy stopnie, więc żaden z nich nie musi wykazywać dużego wzmocnienia, co przyczynia się do zmniejszenia zniekształceń i ułatwia zapewnienie wymaganej szerokości pasma mimo wewnętrznej kompensacji scalonego wzmacniacza typu 741.

Filtr dolnoprzepustowy (rys. 2-30) i górnoprzepustowy (rys. 2-31) mają układ standardowy o charakterystyce drugiego rzędu i częstotliwości granicznej zmienianej płynnie: od 500 Hz do 20 kHz dla filtru dolnoprzepustowego i od 10 Hz do 5 kHz dla filtru górnoprzepustowego. Taki zakres jest znacznie szerszy od wymaganego do celów praktycznych, ale został przyjęty w celu demonstrowania efektywności układu.

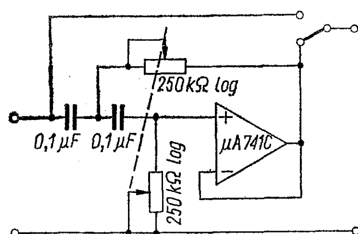
Na rysunku 2-32 przedstawiono układ wzmacniacza liniowego.

Miernik poziomu (rys. 2-33) zawiera jeden tranzystor. Wskaźnikiem jest specjalny woltomierz napięcia zmiennego o silnym tłumieniu.

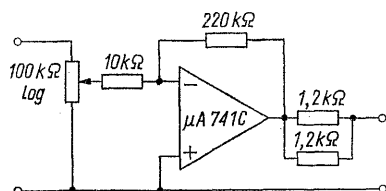
Jako wzmacniacz kontrolny wykorzystano typowy moduł wzmacniacza mocy z układem scalonym.



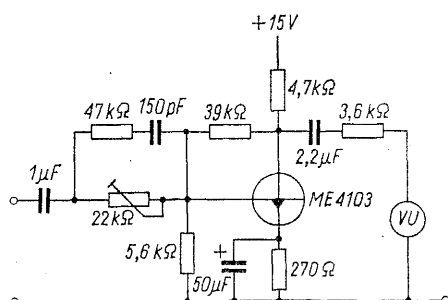
Rys. 2-30. Filtr dolnoprzepustowy



Rys. 2-31. Filtr górnoprzepustowy

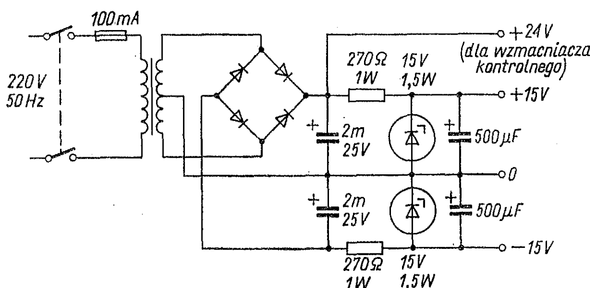


Rys. 2-32. Wzmacniacz liniowy



Rys. 2-33. Układ miernika poziomu

Prąd pobierany przez wzmacniacze operacyjne jest na tyle mały (około 2 mA na wzmacniacz), że umożliwia to zastosowanie prostego zasilacza (rys. 2-34) ze stabilizacją za pomocą diod sta-



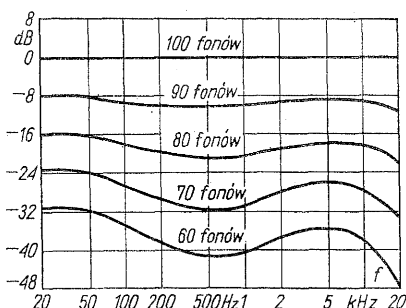
Rys. 2-34. Schemat zasilacza

bilizacyjnych. Jedynie wzmacniacz kontrolny jest zasilany napięciem niestabilizowanym 24 V, które pod obciążeniem spada do wartości 21 V.

2.13 Wzmacniacz stereofoniczny Klein i Hummel ES 707

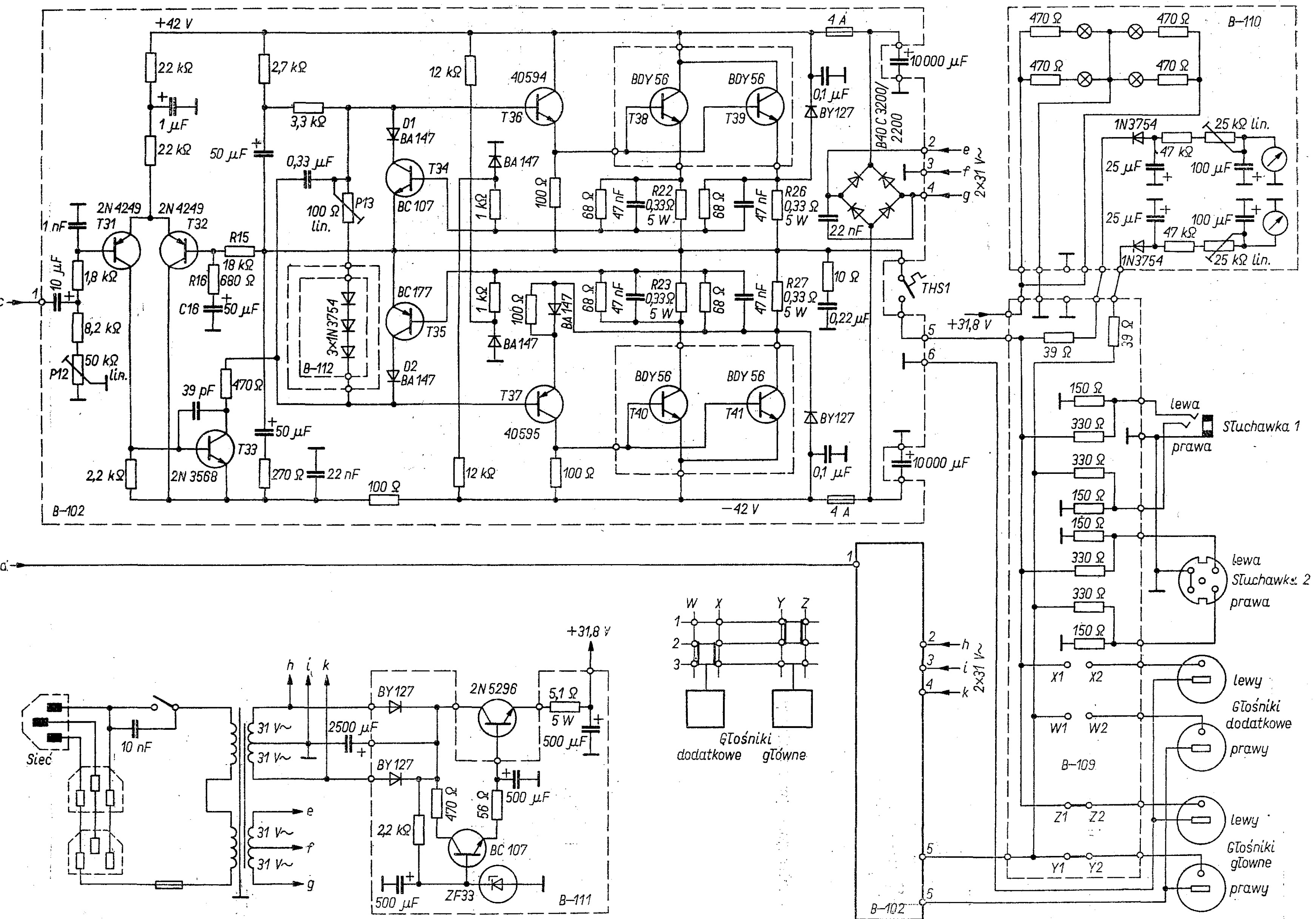
Znamionowa moc wyjściowa tego wzmacniacza wynosi 2×90 W przy obciążeniu trwałym. Zniekształcenia nieliniowe w zakresie od 20 Hz do 12,5 kHz nie przekraczają 0,1% przy mocy znamionowej. Zniekształcenia intermodulacyjne, określone przy mocy wyjściowej 90 W dla sygnałów 60 Hz i 6 kHz o stosunku amplitud 4 : 1, są mniejsze od 0,15%.

We wzmacniaczu wstępnym (rys. ■ 2-35 ■) wszystkie tranzystory są umieszczone w dwóch typach modułów: w module typu B-106, stanowiącym wzmacniacz ze sprzężeniem zwrotnym i module typu B-114, który zawiera dwa układy transformujące impedancję.



Rys. 2-37. Charakterystyki fizjologicznej regulacji poziomu potencjometrem *P7*

Rysunki oznaczone ■ (kwadracikami) są umieszczone na wkładkach.



Rys. 2-38. Wzmacniacz mocy i zasilacz

Sygnały z wejścia mikrofonowego lub wejść gramofonowych przechodzą przez moduł B-106, który zależnie od układu zewnętrznych elementów sprzężenia zwrotnego ma charakterystykę częstotliwościową skorygowaną dla adaptera magnetycznego lub płaską. Wyjścia tych modułów i wejścia magnetofonowe, radiowe i rezerwowe są połączone z układem regulacji poziomu i barwy (rys. ■ 2-36 ■) przez moduł wtórnika emiterowego o impedancji wejściowej rzędu 1 MΩ i bardzo małej impedancji wyjściowej, co eliminuje problemy związane z obciążaniem poszczególnych stopni i zwiększa odporność na zakłócenia. Między wyjściem pierwszego wtórnika i wejściem drugiego znajdują się potencjometry *P3*, *P4* do wstępnego ustawiania poziomu dla wejścia „magnetofon 1" i „rezerwa". Do drugiego wtórnika jest dołączone wejście magnetofonowe „monitor". Z wyjątkiem sygnału tego wejścia, wszystkie pozostałe po wstępnym wzmocnieniu i korekcji są doprowadzone do gniazd wyjściowych „magnetofon 1" i „magnetofon 2", dla umożliwienia nagrywania programu bez względu na ustawienia poziomu i barwy w dalszej części wzmacniacza.

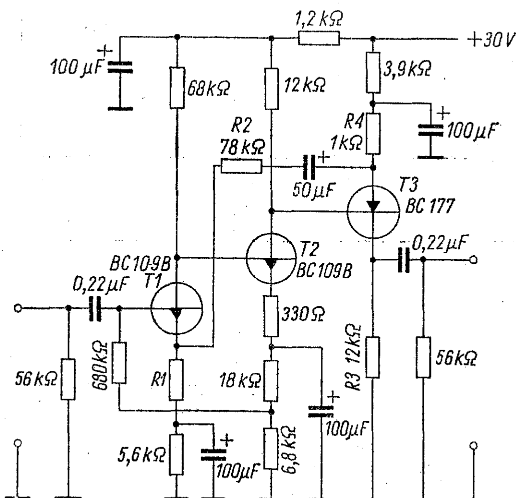
Dla uzyskania fizjologicznej regulacji siły głosu, potencjometry *P7* współpracują z siecią *RC*, dołączoną do odczepów. Układ działa w zakresie od 60 do 100 fonów i w związku z tym poprzedni stopień z potencjometrami *P5* służy do wstępnego ustawienia siły głosu. W celu zbliżenia charakterystyki do logarytmicznej, liniowe potencjometry *P5* mają odczepy obciążone rezystorami 10 kΩ. Charakterystyki częstotliwościowe, odpowiadające różnym ustawieniom potencjometru *P7*, przedstawiono na rys. 2-37. Regulacja barwy dźwięku odbywa się przy stałym nachyleniu charakterystyki, zmieniana jest jedynie częstotliwość graniczna. Potencjometry *P10* służą do selektywnego kształtowania charakterystyki w okolicy częstotliwości 5 kHz. Funkcję tę nazywa się „obecność". Potencjometr *P8* służy do wyrównania wzmocnienia obu kanałów przy środkowym położeniu potencjometrów *P6* — „wyważenie" połączonych różnicowo.

Wzmacniacz mocy (rys. 2-38) jest zabezpieczony przed przekroczeniem bezpiecznej wartości prądu przez układ z tranzystorami *T34*, *T35*, sterowanymi spadkiem napięcia powstającym na rezystorach emiterowych stopnia wyjściowego, a przed przekroczeniem dopuszczalnej mocy — przez wyłączniki termiczne, umieszczone na radiatorach tranzystorów mocy.

Napięcie wyjściowe każdego kanału jest mierzone oddzielnym woltomierzem napięcia zmiennego ze skalą kwadratową, wyskalowaną w procentach mocy maksymalnej możliwej do uzyskania przy danej impedancji głośników.

2.14 Wzmacniacz o dużym wzmocnieniu [4]

Dwustopniowy wzmacniacz akustyczny ze sprzężeniem bezpośrednim z kolektora pierwszego stopnia do bazy drugiego i ze sprzężeniem zwrotnym z kolektora drugiego stopnia do emitera pierwszego jest układem bardzo popularnym. Jego modyfikacja (rys. 2-39) ze sprzęże-



Rys. 2-39. Schemat wzmacniacza napięciowego o dużym wzmocnieniu [4]

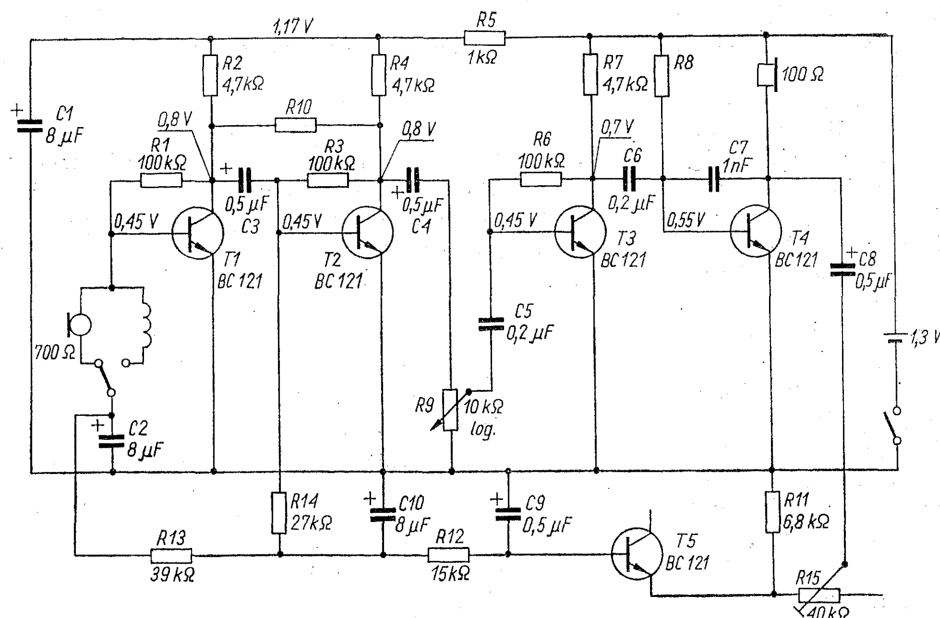
niem zwrotnym obejmującym trzy stopnie, wykazuje małe zniekształcenia nieliniowe wynoszące dla napięcia wyjściowego 5 V i wzmocnienia 1000 zaledwie 0,04%, oraz umożliwia uzyskanie dużego wzmocnienia. Wadą układu jest duża impedancja wyjściowa, równa w przybliżeniu wartości *R3*. Układ odwraca fazę napięcia, może więc być łatwo uzupełniony dodatkową pętlą sprzężenia zwrotnego z kolektora ostatniego stopnia do bazy pierwszego. Wzmocnienie układu określa stosunek

$$G_U = \frac{(R2+R1)\,R3}{R1\,R4}$$

Przy $R2 = 5{,}6$ kΩ wzmocnienie napięciowe wynosi 100, a zniekształcenia nieliniowe 0,02%. Wprowadzenie reaktancji do obwodu sprzężenia zwrotnego umożliwia użycie wzmacniacza jako układu korekcyjnego.

2.15 Aparaty słuchowe

Aparaty słuchowe ze względu na oczywistą potrzebę miniaturyzacji — są urządzeniami, do których najwcześniej trafiły tranzystory. Spe-



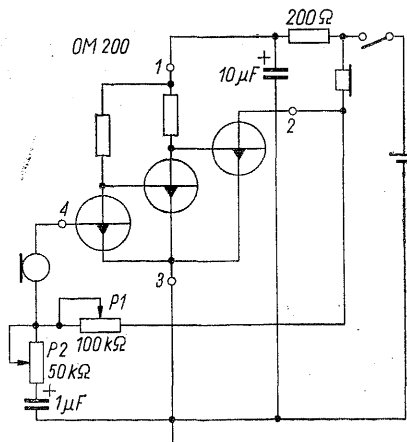
Rys. 2-40. Wzmacniacz do aparatu słuchowego Siemens Auriculina

cjalnie do tego zastosowania były produkowane elementy subminiaturowe. Obecnie dalszy postęp miniaturyzacji ograniczają już nie elementy elektroniczne, lecz wymiary baterii i przetworników elektroakustycznych.

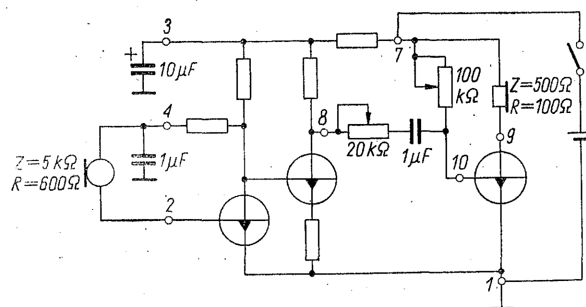
Na rysunku 2-40 przedstawiono układ aparatu słuchowego firmy Siemens, przeznaczonego do noszenia za uchem. W układzie zastosowano automatyczną regulację wzmocnienia, obejmującą dwa pierwsze stopnie. Napięcie regulacyjne jest uzyskiwane w wyniku prostowania napięcia wyjściowego przez tranzystor *T5*, pracujący jako dioda. Zastosowanie automatycznej regulacji wzmocnienia, działającej przez zmianę punktu pracy, zmusiło do wprowadzenia pojemnościowego sprzężenia między stopniami. Zamiast mikrofonu można włączyć cewkę, umożliwiającą przetwarzanie sygnałów w postaci pola magnetycznego ze słuchawki telefonicznej lub z pętli włączonej zamiast dodatkowego głośnika do odbiornika radiowego lub telewizyjnego. Źródłem napięcia zasilającego jest jedno ogniwo rtęciowe.

Na rysunku 2-41 przedstawiono schemat aparatu słuchowego z układem scalonym typu OM200 firmy Valvo, zawierającym trzy tranzystory sprzężone galwanicznie. Potencjometrem *P1* ustawia się wzmocnienie w czasie procesu produkcyjnego, a potencjometr *P2* jest dostępny dla użytkownika.

Układ scalony typu μPC11 ma wyprowadzoną bazę trzeciego tranzystora, co umożliwia włączenie potencjometru regulacji głośności przed ostatnim stopniem (rys. 2-42). Punkt pracy tranzystora wyjściowego jest dobierany fabrycznie.



Rys. 2-41. Wzmacniacz z układem scalonym OM 200

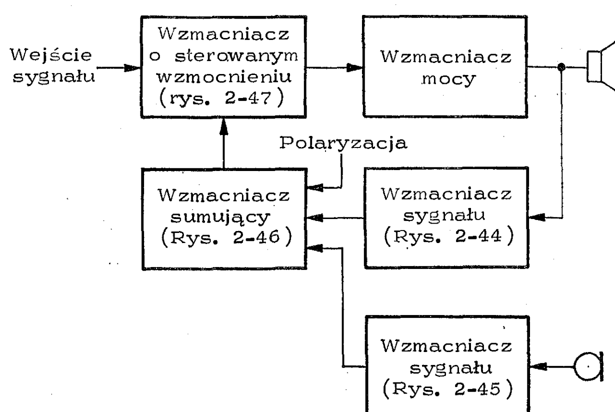


Rys. 2-42. Schemat wzmacniacza z układem scalonym μPC 11

2.16 Adaptacyjna regulacja siły głosu [5]

Hałas otoczenia często utrudnia zrozumienie informacji przekazywanej z głośnika i zmusza do zmiany poziomu głośności, czego przeważnie dokonuje się ręcznie. Opisywany układ [5] służy do automatycznego dobierania wzmocnienia wzmacniacza akustycznego w celu skompensowania zmian poziomu otaczającego hałasu. Zakres regulacji wynosi 35 dB. Urządzenie jest przeznaczone do radiotelefonów instalowanych w pojazdach.

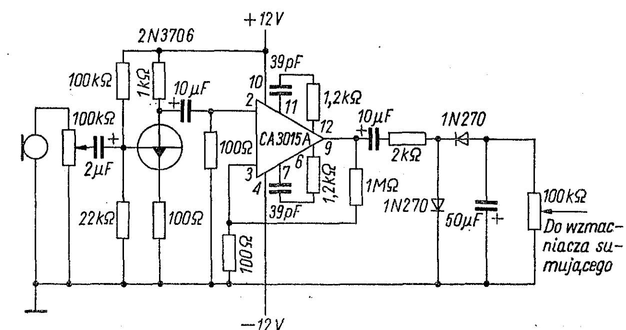
Od układu wymaga się pomiaru poziomu hałasu (szumu) w obecności sygnału użytecznego, ale niezależnie od niego, tak by nie doprowadzić do nasycenia systemu przez stale rosnący poziom dźwięku z głośnika. Zastosowaną zasadę ilustruje schemat blokowy przedstawiony na rys. 2-43.



Rys. 2-43. Schemat blokowy systemu adaptacyjnej regulacji siły głosu

Poziom dźwięku, reprezentowanego przez sumę sygnału użytecznego i zakłócającego, przetwarza mikrofon dynamiczny połączony ze wzmacniaczem i prostownikiem. Od napięcia uzyskanego w ten sposób jest odejmowane napięcie otrzymane przez wyprostowanie próbki napięcia sygnału. Napięcie różnicowe uzyskane w ten sposób steruje wzmocnienie wzmacniacza akustycznego.

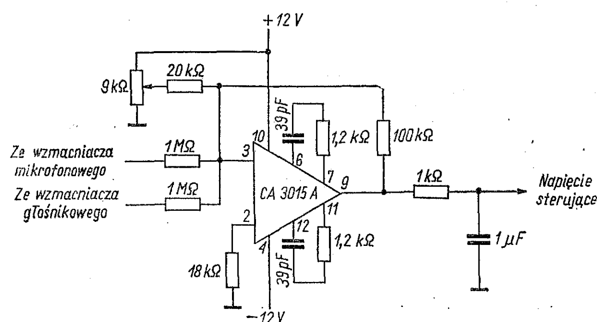
Wzmacniacz próbki napięcia sygnału (rys. 2-44) ma dwa stopnie sprzężone pojemnościowo i jest obciążony prostownikiem szczytowym. Stała czasowa układu prostownika wynosi 0,1 s dla



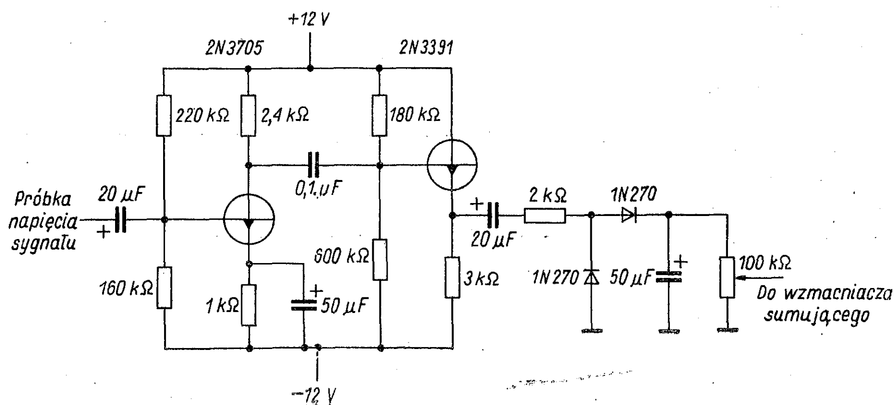
Rys. 2-45. Wzmacniacz sygnału i szumu z prostownikiem

ładowania i 5 s dla rozładowania, tak samo jak w układzie prostownika sygnału i szumu. Zapewnia to szybką reakcję układu na nagły wzrost szumu i utrzymuje wysoki poziom sygnału na tyle długo, aby ucho mogło zwiększyć czułość.

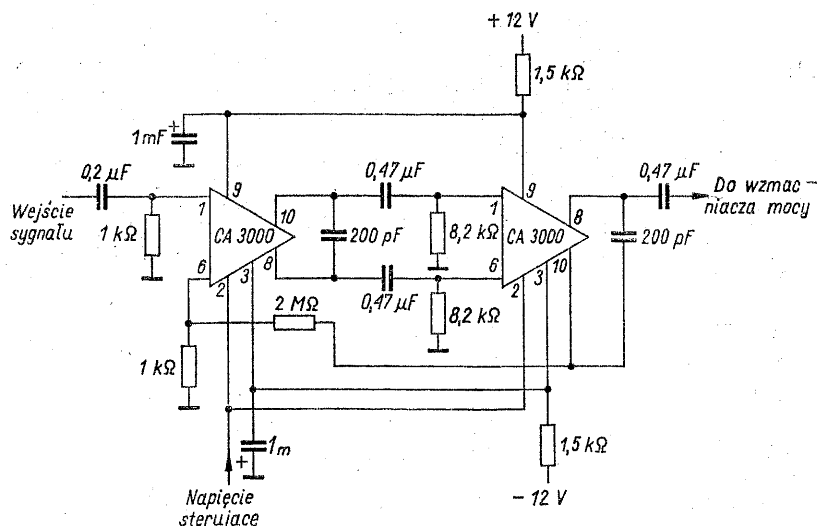
Wzmcniacz próbki sygnału i szumu (rys. 2-45)



Rys. 2-46. Wzmacniacz sumujący



Rys. 2-44. Wzmacniacz i prostownik próbki napięcia sygnału

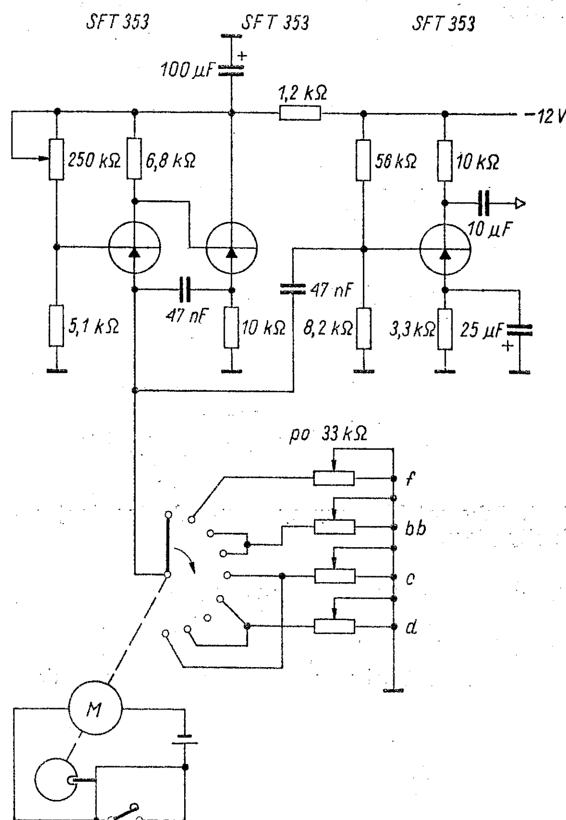


Rys. 2-47. Wzmacniacz o sterowanym wzmocnieniu

zawiera jeden stopień tranzystorowy oraz scalony wzmacniacz operacyjny. Częstotliwość jest ograniczona od dołu przez mikrofon na wartości 100 Hz, a od góry przez wzmacniacz na wartości 12 kHz. Wzmacnianie częstotliwości dużych nie jest potrzebne, bo ich działanie maskujące jest niewielkie.
Do wzmacniacza sumującego (rys. 2-46) doprowadza się napięcia z obu prostowników szczytowych i stałe napięcie polaryzacji, służące do ustawienia napięcia sterującego, odpowiadającego początkowi charakterystyki wzmacniacza o regulowanym wzmocnieniu (rys. 2-47). Potencjometry w poszczególnych wzmacniaczach ustawia się przy zestrajaniu urządzenia tak, aby nie wystąpiło przesterowanie żadnego stopnia. W czasie pracy zmienia się jedynie czułość wzmacniacza mocy, aby uzyskać pożądaną siłę głosu bez szumu.

2.17 Pozytywka sterowana silnikiem [6]

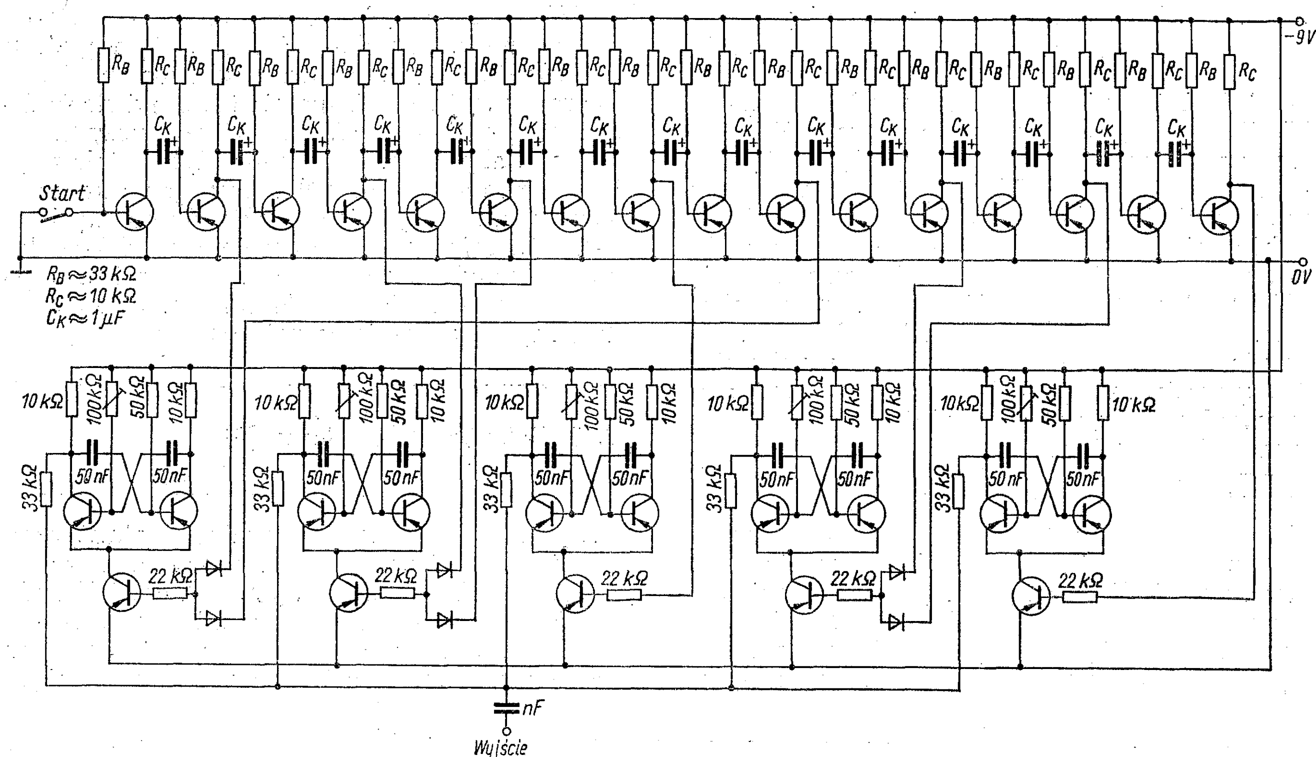
Układ z rys. 2-48 stanowi multiwibrator ze sprzężeniem emiterowym, sterowany przełącznikiem obracanym przez silnik. Generator uzupełniony wzmacniaczem mocy i głośnikiem wchodzi w skład pozytywki, którą można wykorzystać jako dzwonek do drzwi. Napęd oraz zasilanie wzmacniacza i generatora włącza przycisk dzwonka, który po ruszeniu silnika jest bocznikowany przez dodatkowy styk przełącznika, zamknięty do chwili wykonania pełnego obrotu przełącznika. Jedna działka przełącznika odpowiada 1/8 nuty. Ćwiartkom odpowiadają dwie działki itd. Pauzę uzyskuje się nie łącząc odpowiednich działek z żadnym z potencjometrów.



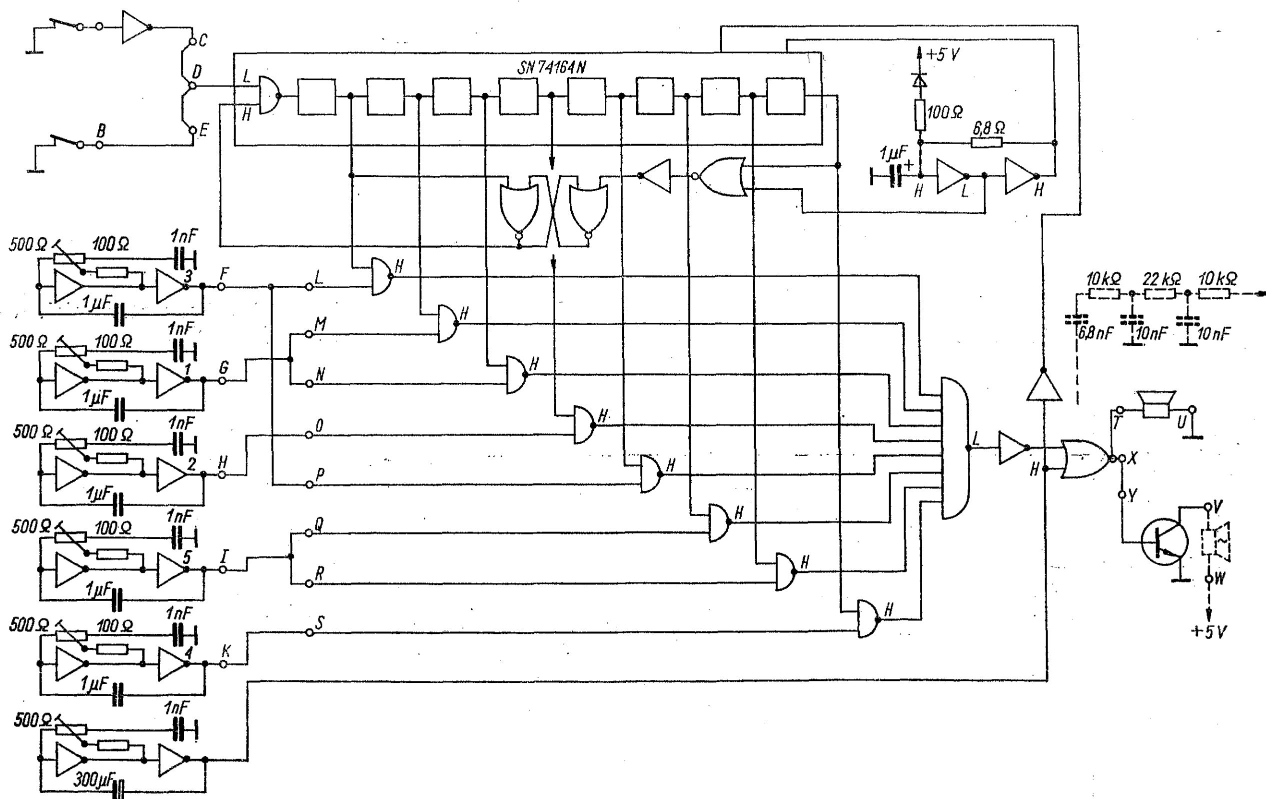
Rys. 2-48. Schemat generatora pozytywki sterowanego silnikiem [6]

2.18 Pozytywka z przełączaniem bezstykowym [7]

Zastosowanie tranzystorów do budowy pierścienia liczącego i generatorów tonów umożliwia realizację pozytywki bez części ruchomych (rys.



Rys. 2-49. Układ pozytywki tranzystorowej [7]



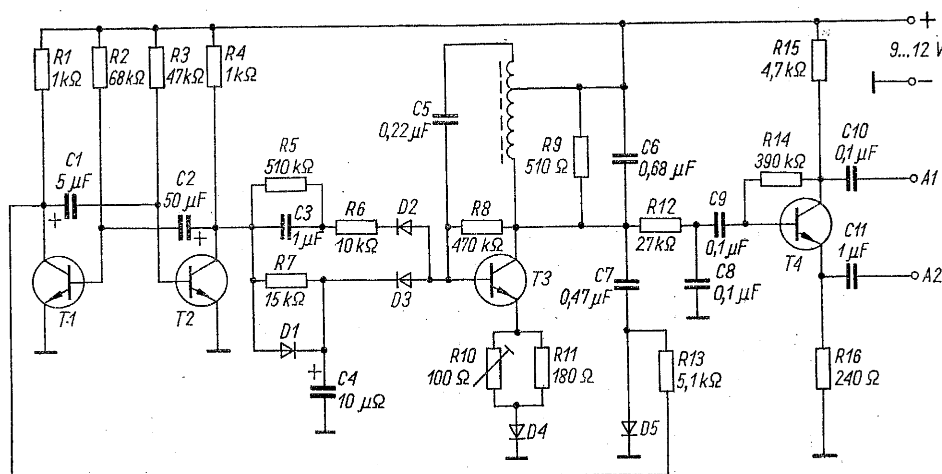
Rys. 2-50. Schemat pozytywki z układami scalonymi

2-49). W układzie można wykorzystać przestarzałe typy tranzystorów i diod germanowych. Pierścień liczący zawiera jeden tranzystor na stopień. Między nutami wprowadzono pauzy. Multiwibratory wytwarzające poszczególne tony są włączane przez tranzystory kluczujące w obwodzie emiterów. Długość tonów i przerw między nimi można ustawić przez odpowiedni dobór pojemności sprzęgających i rezystorów w obwodzie bazy tranzystorów pierścienia. Wadę układu stanowi możliwość ponownego uruchomienia cyklu przed dojściem impulsu do końca pierścienia. Łatwo tego uniknąć uruchamiając pierścień za pośrednictwem przerzutnika, sprowadzanego do stanu wyjściowego impulsem z ostatniego ogniwa.

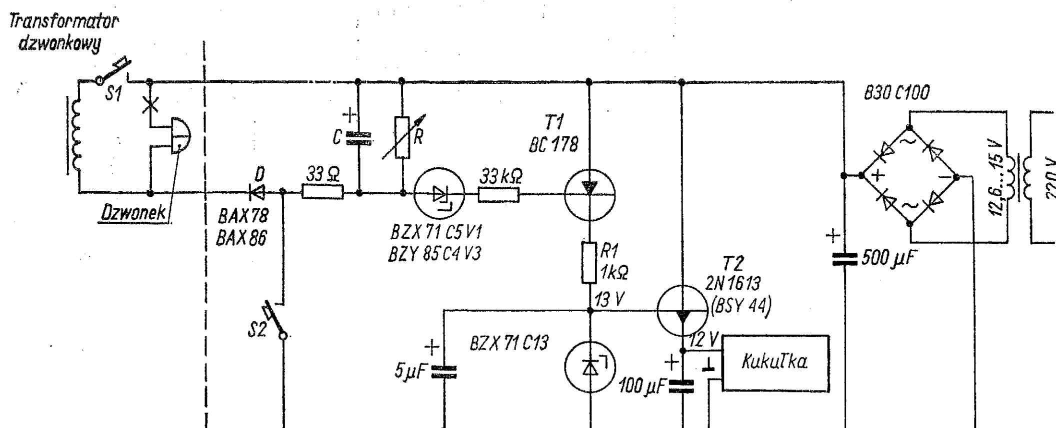
Wersję zbudowaną z zastosowaniem cyfrowych układów scalonych przedstawiono na rys. 2-50. Generatory tonów stanowią multiwibratory złożone z dwóch inwertorów. Jeden generator wytwarza częstotliwość zegarową do sterowania rejestru przesuwnego z układem SN74164 N. Generatory pracują stale, a odpowiednie tony są wybierane za pośrednictwem bramek typu NAND sterowanych poziomem H z rejestru przesuwnego. Bramka NOR, sterująca głośnik bezpośrednio lub przez tranzystor dla zwiększenia mocy wyjściowej, spełnia jeszcze dwie funkcje: utrzymuje na wyjściu poziom L przy braku sygnału, aby przez głośnik nie płynął stale prąd i przerywa sygnał na pół okresu generatora zegarowego, zmniejszając przez to do połowy liczbę ogniw rejestru przesuwnego. Dodatkowe elementy układu służą do kasowania rejestru po włączeniu zasilania oraz do uniemożliwienia podwójnego uruchomienia rejestru.

2.19 Kukułka elektroniczna [8]

Urządzenie [8] stanowi sygnalizator akustyczny i może być używane np. zamiast dzwonka do drzwi. Układ (rys. 2-51) wytwarza częstotliwość 667 Hz przez 170 ms, następnie po przerwie 180 ms wytwarza częstotliwość 545 Hz przez 220 ms, po czym następuje przerwa trwająca



Rys. 2-51. Generator „elektronicznej kukułki"



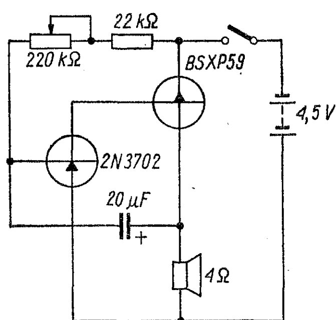
Rys. 2-52. Układ do włączania „kukułki" przyciskiem dzwonkowym

2,8 s przed następną parą tonów. Częstotliwości akustyczne wytwarza generator z tranzystorem *T3*. Jego częstotliwość jest zmieniana przez dołączenie kondensatora *C7* przez nasycenie diody *D5*. Przebieg zaczyna się od tonu wyższego, kiedy nasycony jest tranzystor *T1* multiwibratora. Przerwa między tonami jest wytwarzana przez blokowanie tranzystora *T3* przez układ *R7*, *C4*, *D1* i *D3*. Kondensator *C4* ładuje się szybko przez diodę *D1* i rozładowuje powoli przez rezystor *R7*. Stała czasowa rozładowania i okres przewodzenia tranzystorów multiwibratora wyznaczają odstęp między tonami i między parami tonów. Układ *R5*, *R6*, *C3*, *D2* blokuje generator na czas przełączania multiwibratora ze stanu przewodzenia tranzystora *T1* na stan z przewodzeniem tranzystora *T2*, po to by w głośniku nie było słychać stanów nieustalonych. Rezystor *R5* służy do rozładowania kondensatora *C3*.

Interwał kukania stanowi dużą tercję (fis i d), co odpowiada stosunkowi częstotliwości 5 : 4. Przy wykorzystaniu urządzenia jako dzwonka impuls przycisku dzwonkowego można przedłużyć na określony czas za pomocą układu z rys. 2-52. Czas określa stała czasowa *RC*.

2.20 Metronom

Prosty generator impulsów z tranzystorami przeciwstawnymi (rys. 2-53), uzupełniony głośnikiem, może zastąpić metronom mechaniczny. Do zasilania wystarczy płaska bateria. W przypadku zwiększenia napięcia zasilania może być konieczne włączenie rezystora wartości kilkuset omów między bazę i emiter tranzystora sterującego głośnik. Potencjometr do ustawiania częstotliwości impulsów powinien mieć charakterystykę liniową.



Rys. 2-53. Schemat metronomu

2.21 Magnetofon kasetowy Tip-Top 7050

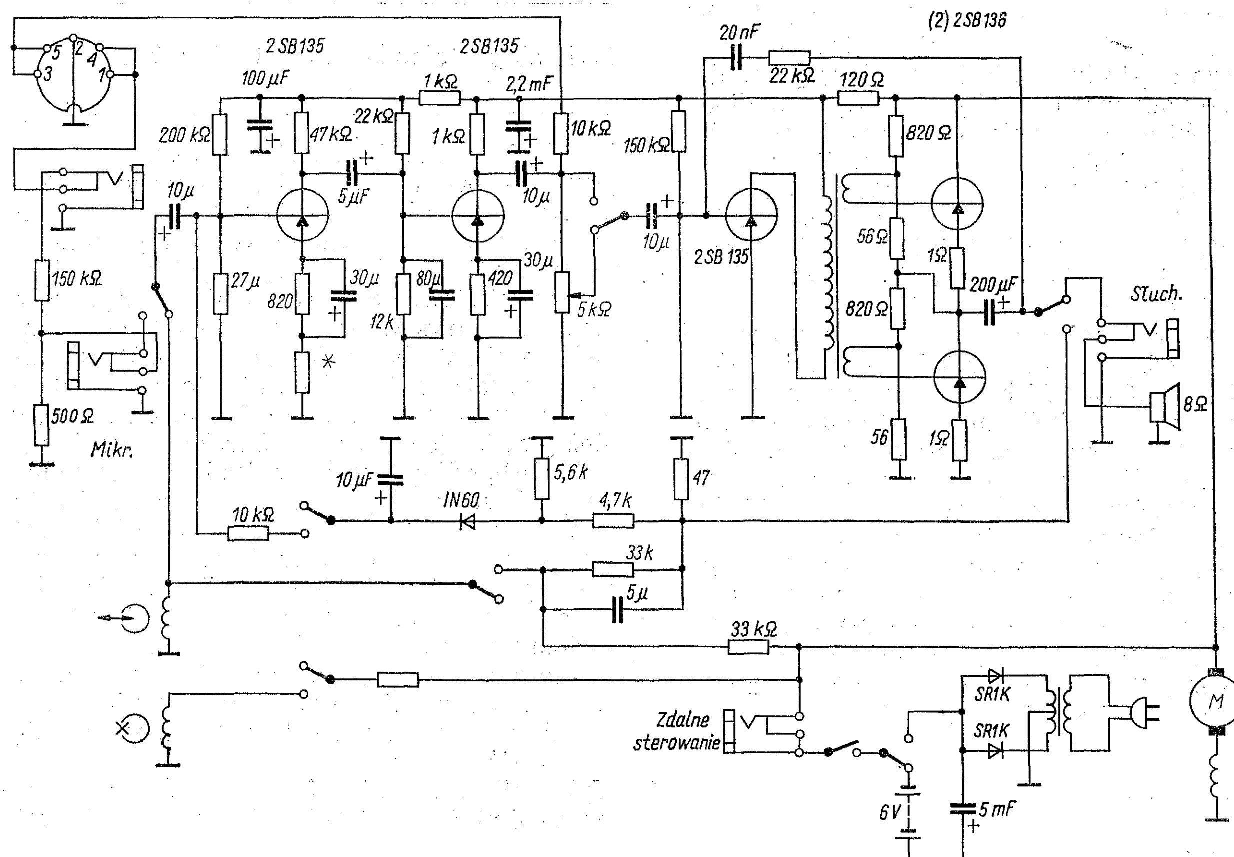
Japoński magnetofon kasetowy, którego schemat przedstawiono na rys. 2-54, jest prawdopodobnie najprostszą konstrukcją tego rodzaju. Mimo to, magnetofon ma automatyczną regulację poziomu zapisu, wbudowany zasilacz sieciowy i moc wyjściową 480 mW. Przełączniki na schemacie są narysowane w położeniu „odtwarzanie", „zasilanie bateryjne" i „stop". Kasowanie i polaryzacja zapisu odbywają się przy zastosowaniu prądu stałego, mimo iż zastosowano również głowicę kasującą. Do korekcji charakterystyki służą tylko trzy elementy: kondensator blokujący bazę drugiego tranzystora oraz układ *RC* w obwodzie sprzężenia zwrotnego dwóch ostatnich stopni. Przy nagrywaniu głowica jest włączona przez układ równoległy *RC*. Zapis odbywa się wyłącznie przy automatycznej regulacji poziomu; potencjometr siły głosu jest wykorzystywany tylko przy odtwarzaniu. Automatyka działa przez regulację wzmocnienia pierwszego stopnia wyprostowanym i wygładzonym napięciem wyjściowym.

Wyłącznik przy mikrofonie umożliwia zatrzymanie silnika niezależnie od włączonej funkcji.

2.22 Magnetofon kasetowy MK 125

Magnetofon MK 125 (rys. ■ 2-55 ■) spełnia znacznie wyższe wymagania jakościowe, co zostało uzyskane przez rozbudowę układu wzmacniacza, wprowadzenie generatora prądu kasowania i podkładu oraz elektronicznego regulatora prędkości silnika. Pierwsze dwa stopnie wzmacniacza zostały objęte trzema pętlami sprzężenia zwrotnego: sprzężenie dla prądu stałego z emitera tranzystora *T2* do bazy tranzystora *T1* stabilizuje punkt pracy, sprzężenie przez kondensator *C4* zmniejsza wzmocnienie dla częstotliwości naddźwiękowych, a trzecia pętla sprzężenia z przełączalnymi układami *RC* kształtuje charakterystykę częstotliwościową w celu wprowadzenia korekcji odpowiedniej dla zapisu i odczytu. Przy odczycie czynny jest potencjometr *P2*, którym można obcinać wysokie tony. We wzmacniaczu mocy działa sprzężenie typu „bootstrap" przez kondensator *C23*; powoduje ono to, że napięcie zasilające tranzystor *T5* zmienia się zgodnie z napięciem wyjściowym, co zwiększa wzmocnienie i liniowość tego stopnia.

Podczas zapisu wzmocnienie może być ustawiane ręcznie na podstawie wskazań wskaźnika wy-

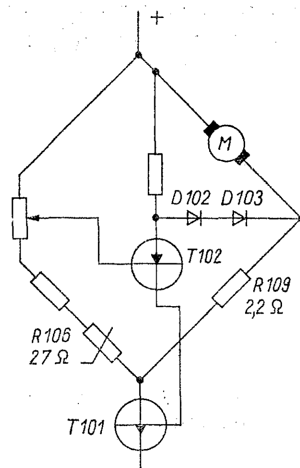


Rys. 2-54. Schemat magnetofonu Tip-Top 7050

sterowania (przełącznik w położeniu „ustawiany") lub z automatyczną regulacją poziomu, przy przełączniku w położeniu „automatyczny". W drugim przypadku napięcie wyjściowe po wyprostowaniu przez diodę *D2* i wygładzeniu steruje prąd emitera tranzystora *T3*; ten prąd płynie również przez diodę *D1* i zmienia jej rezystancję dynamiczną. Dioda stanowi gałąź równoległą tłumika umieszczonego między tranzystorem *T2* i tranzystorem *T4*. Przełącznik ustawiania poziomu podczas odtwarzania może być wykorzystany do wyłączania wbudowanego głośnika.

Wskaźnik wysterowania przy odtwarzaniu kontroluje napięcie baterii.

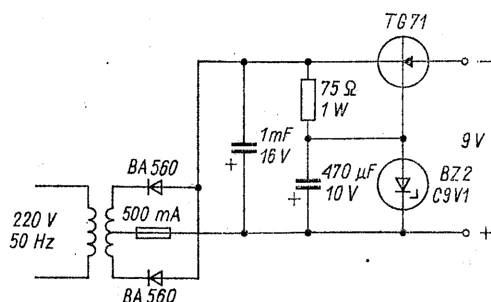
Działanie układu regulacji prędkości obrotów silnika objaśnia rys. 2-56. Układ tworzy mostek; w jednej gałęzi mostka znajduje się silnik, w drugiej rezystor *R109* o wartości równej rezystancji silnika w spoczynku, a pozostałe dwie gałęzie tworzy potencjometr z kompensacją termiczną przez termistor *R106*. Diody *D102* i *D103* stanowią wzorzec napięcia dla regulatora. Mostek zostaje zrównoważony, kiedy prędkość silnika osiągnie wartość odpowiadającą nastawionej wartości siły elektromotorycznej wytwarzanej w jego uzwojeniu. Powyżej tej prędkości tranzystor *T102* przestaje przewodzić, pozbawiając sterowania także tranzystor *T101*, zasilający mostek. Przy zmianach napięcia, którym



Rys. 2-56. Uproszczony schemat układu regulacji prędkości

nie towarzyszą zmiany prędkości obrotowej, napięcie baza-emiter tranzystora *T102* nie ulega zmianie.

Zasilacz sieciowy z prostym stabilizatorem na-



Rys. 2-57. Zasilacz stabilizowany

pięcia (rys. 2-57) może być dołączony do osobnego gniazdka lub umieszczony wewnątrz magnetofonu w miejscu przeznaczonym na baterie.

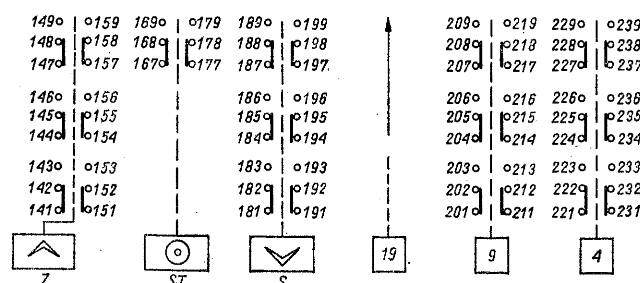
2.23 Magnetofon Tesla B43A

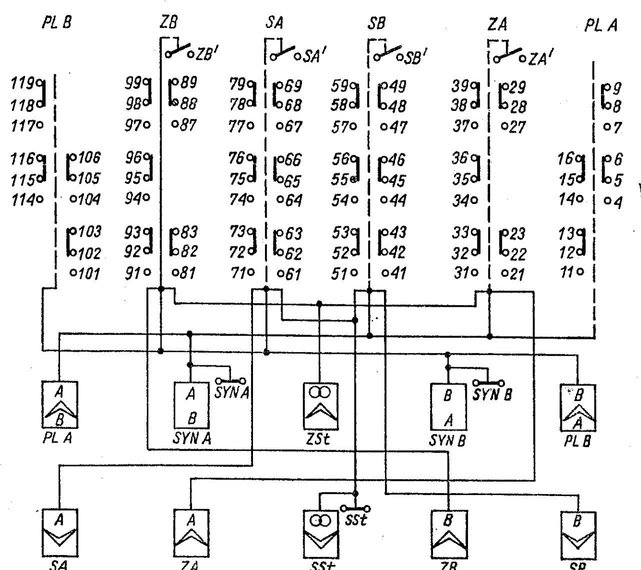
Magnetofon Tesla B43A jest przykładem konwencjonalnego układu magnetofonu stereofonicznego, zbudowanego bez stosowania specjalnych elementów i rozwiązań schematowych. Układ przedstawiony na rys. ■ 2-58 ■ jest zbudowany wyłącznie z tranzystorów germanowych, sterowanie napędu odbywa się na drodze mechanicznej, schemat jest rozbudowany głównie przez zespół przełączników, których funkcje objaśnia rys. 2-59.

Zapis czterościeżkowy odbywa się przy zastosowaniu głowic uniwersalnych. Maksymalna średnica szpul wynosi 15 cm. Magnetofon ma trzy prędkości przesuwu: 19, 9,5 i 4,75 cm/s. Oprócz zapisu i odczytu stereofonicznego oraz zapisu i odczytu w jednym z dwóch kanałów, przełącznikiem klawiszowym można wybrać rodzaj pracy, przy którym występuje przekopiowywanie z jednego kanału na drugi z równoczesnym odtwarzaniem przez wzmacniacz wyjściowy lub bez odtwarzania. Magnetofon jest wyposażony w dwa wzmacniacze dostarczające po 4 W (przy zniekształceniach nieliniowych równych 10%), ale nie ma wbudowanych głośników. Górna częstotliwość graniczna wynosi 18, 15 lub 8 kHz, odpowiednio do prędkości.
Uruchamianie rolki dociskowej elektromagnesem umożliwia ograniczone zdalne sterowanie.

2.24 Magnetofon Philips 4408

Magnetofon jest przedstawicielem tej samej klasy jak opisany poprzednio. Dzięki dobrze przemyślanej konstrukcji ma on duże walory użytkowe, mimo iż należy do urządzeń popularnych. Magnetofon może pracować w pozycji poziomej lub pionowej, jest wyposażony w oddzielne wskaźniki wysterowania dla każdego kanału, wzmacniacze wyjściowe o mocy po 6 W oraz głośniki, które tworzą pokrywę skrzynki. Licz-





Klawisz	A B	A B	ꝏ	B A	B A
łączy	4–16 21–39 ZA' 41–59 SB'	4÷16 21–39 ZA' 41–59 SB' SYN A	21–39 ZA' 81–99 ZB'	61–79 SA' 81–99 ZB' 101–119 SYN B	61–79 SA' 81–99 ZB' 101–119
Klawisz	A	A	ꝏ	B	B
łączy	61–79 SA'	21–39 ZA'	41–59 SB' 61–79 SA' SSt	81–99 ZB'	41–59 SB'

Rys. 2-59. Układ przełączników klawiszowych magnetofonu Tesla B43A

	1 3	2 6	3 13	5 6	5 13	6 8	11 12	11 19	12 14	14 15	17 23	18 20	18 22	19 21	21 23	22 24	101 104
Zapis	•			•			•			•	•		•	•			•
Odtwarzanie		•	•		•	•		•	•			•			•	•	

	405 407	409 410	410 412	410 413	411 412	414 416	423 425	427 428
Ścieżka 1–4	•		•	•		•	•	•
Ścieżka 2–3	•	•		•			•	
Stereo		•	•		•	•	•	•
Równolegle	•							•

	206 208	209 212	209 214	210 212	213 214	214 216
4,75 cm/s	•		•			
9,5		•			•	
19 cm/s				•		•

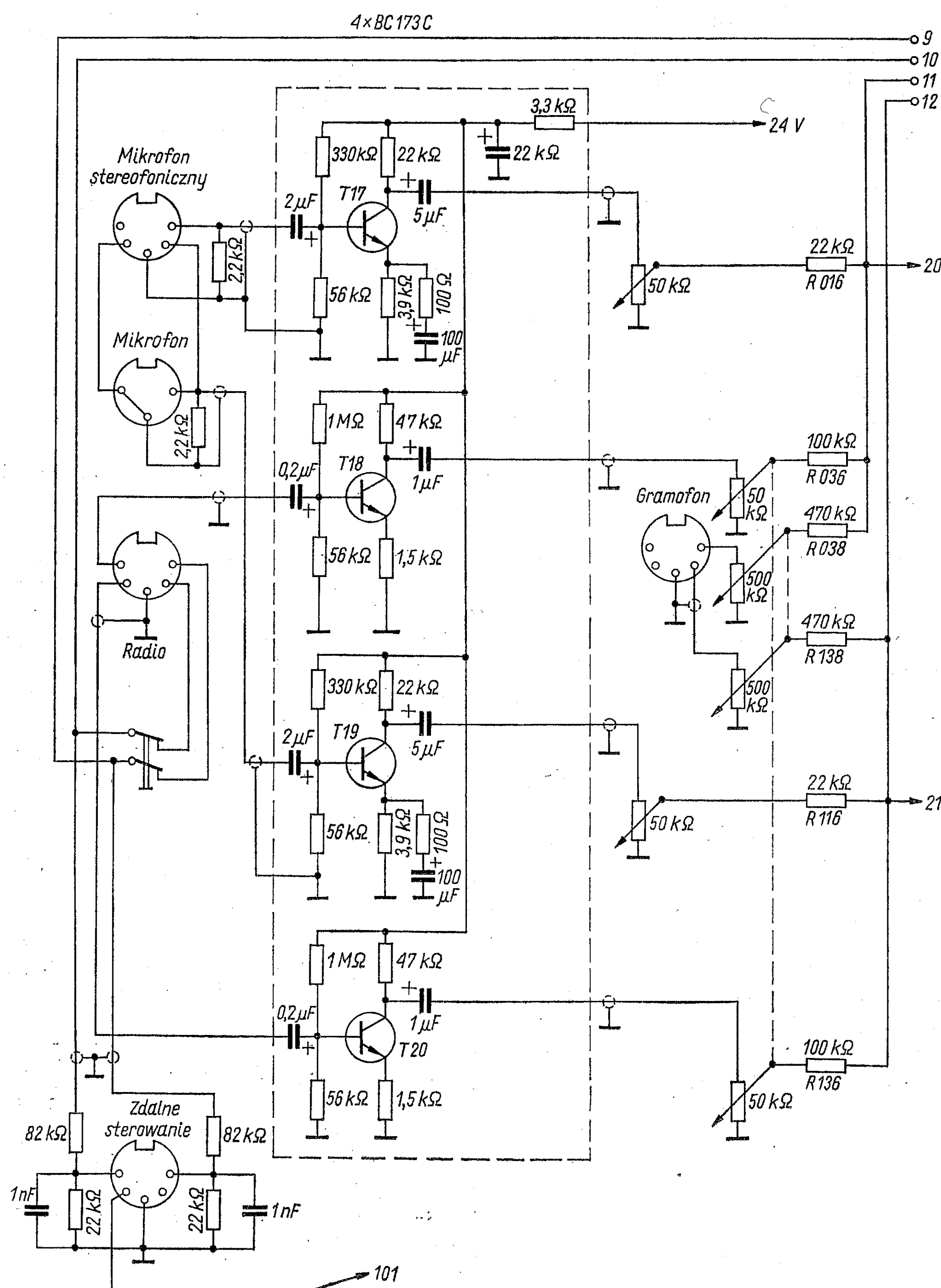
	302 304	303 305	305 306
Praca	•		•
Stop		•	



Rys. 2-60. Schemat prawego kanału magnetofonu Philips 4408

nik długości taśmy umożliwia programowane zatrzymywanie napędu w miejscu wybranym za pomocą przełącznika czterocyfrowego. Prędkość przesuwu jest przełączana na trzy wartości. Rozwiązanie krążka napędowego osadzonego na osi silnika umożliwia dokładne dobranie prędkości w czasie regulacji fabrycznej lub przy naprawie magnetofonu. Krążek napędowy składa się z dwóch stożków, między którymi znajduje się wkładka gumowa o zewnętrznej powierzchni cylindrycznej; przez zbliżanie stożków do siebie można w niewielkich granicach zwiększyć średnicę krążka.

Na rysunku 2-60 przedstawiono schemat jednego kanału. Drugi jest zbudowany identycznie. Magnetofon ma dwa potencjometry do ustawiania poziomu, co umożliwia mieszanie sygnałów z mikrofonu i z gramofonu lub odbiornika radiowego. W obwodzie kolektora tranzystora *T2* jest umieszczony filtr tłumiący resztki częstotli-



Rys. 2-61. Schemat układu wejściowego magnetofonu Nordmende 8001T

wości pilotującej (19 kHz) stereofonii radiowej. Układ umożliwia równoległe włączenie obu kanałów, odtwarzanie jednego kanału przy nagrywaniu drugiego (duoplay) oraz odtwarzanie jednego kanału przy nagrywaniu z mieszaniem na drugim kanale (multiplay). W tym ostatnim przypadku sygnał przechodzi z jednego kanału do drugiego przez styki 601, 602, a poziom przekopiowywania można ustawić za pomocą potencjometru symetryzacji *R43*.

Napięcie −217 V jest wykorzystane do zasilania układu porównania napięć w zasilaczu stabilizowanym, a ponadto jest przeznaczone do zasilania elektromagnesu zwalniającego klawisze sterujące napęd. Elektromagnes jest włączany przez przekaźnik, uruchamiany stykami zwieranymi przez folię naklejoną na końcu taśmy.

2.25 Magnetofon Nordmende HiFi 8001T

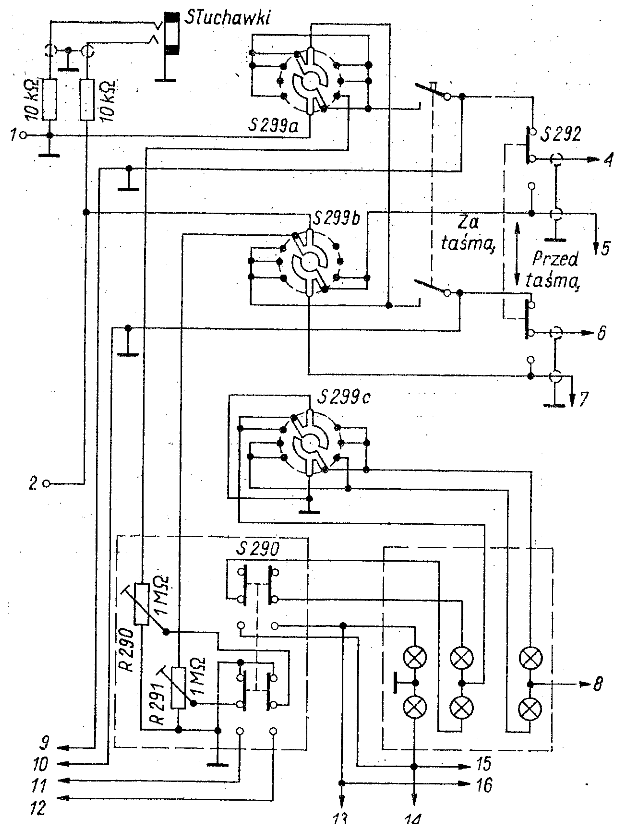
Magnetofon „HiFi 8001T” firmy Nordmende jest wysokiej klasy urządzeniem użytkowym z trzema silnikami, trzema prędkościami, z oddzielnymi głowicami i wzmacniaczami do zapisu i odczytu. Wbudowane wzmacniacze mocy mają moc znamionową 3 W.

Układ wejściowy magnetofonu (rys. 2-61) zawiera po dwa wzmacniacze wstępne dla każdego kanału, umożliwiając przez to mieszanie dwu sygnałów wejściowych doprowadzonych do wzmacniaczy oraz sygnału z wejścia gramofonowego. Gniazdko zdalnego sterowania umożliwia jedynie włączanie i zatrzymywanie napędu przy poprzednio załączonej funkcji.

Wybór rodzaju pracy i ścieżki odbywa się za pośrednictwem płytek *a* i *b* przełącznika *S299* (rys. 2-62). Płytka *c* tego przełącznika służy do przełączania żarówek wskaźnikowych. Przełącznik *S290* jest przeznaczony do włączania funkcji „multiplay”. Poziom przy przekopiowywaniu z jednej ścieżki na drugą ustawia się potencjometrami *R290, R291*. Przełącznik *S292* umożliwia kontrolę zapisywanego programu bezpośrednio lub przez odtworzenie zapisu z taśmy.

Układ wzmacniacza zapisu (rys. 2-63) jest bardzo prosty dzięki temu, że spełnia on tylko jedną funkcję i wymaga zmiany charakterystyki jedynie przy zmianie prędkości. Obwody rezonansu równoległego, włączone w szereg z głowicami stanowią filtry częstotliwości podkładu, służące do eliminacji wpływu napięcia wielkiej częstotliwości na wzmacniacz i na wskaźnik poziomu (rys. 2-64).

Generator częstotliwości kasowania i podkładu 55 kHz (rys. 2-65) ma układ symetryczny w celu zmniejszenia zniekształceń wytwarzanego przebiegu. Indukcyjność *L201* zastępuje obciążenie drugą głowicą kasującą wówczas gdy zostaje ona odłączona. Wskutek tego nie zmienia się wartość prądu podkładu.



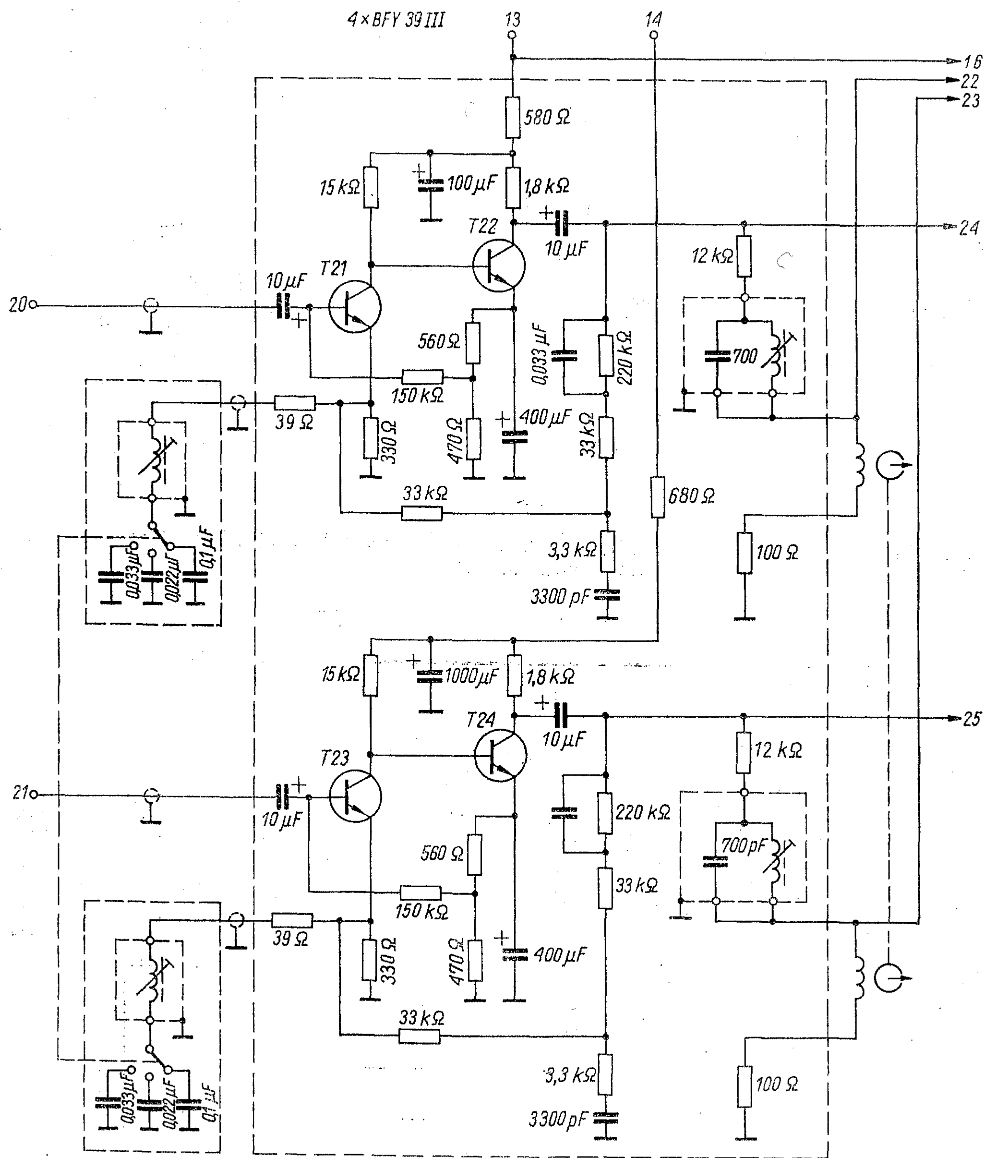
Rys. 2-62. Przełączniki rodzaju pracy magnetofonu Nordmende 8001T

Wzmacniacze odczytu są trzystopniowe (rys. 2-66). Pierwszy stopień z niezablokowanym rezystorem emiterowym w celu zwiększenia impedancji wejściowej ma liniową charakterystykę częstotliwościową; korekcja charakterystyki obejmuje drugi i trzeci stopień.

Sygnał ze wzmacniacza odczytu przez przełącznik rodzaju pracy jest doprowadzony do prostego układu regulacji głośności i barwy dźwięku (rys. 2-67), a następnie do dwustopniowego wzmacniacza mocy, którego schemat przedstawiono na rys. 2-68. Napięcie zasilania wynosi 15 V.

Sterowanie napędu odbywa się za pośrednictwem mikrowyłączników z blokadą, uniemożliwiającą włączenie elektromagnesu rolki dociskowej zanim nastąpi wyhamowanie taśmy po przewijaniu. Odbywa się to za pośrednictwem przekaźnika z opóźnionym odpadaniem.

Układ zasilania omawianego magnetofonu przedstawiono na rys. 2-69, a układ sterowania silników na rys. 2-70.

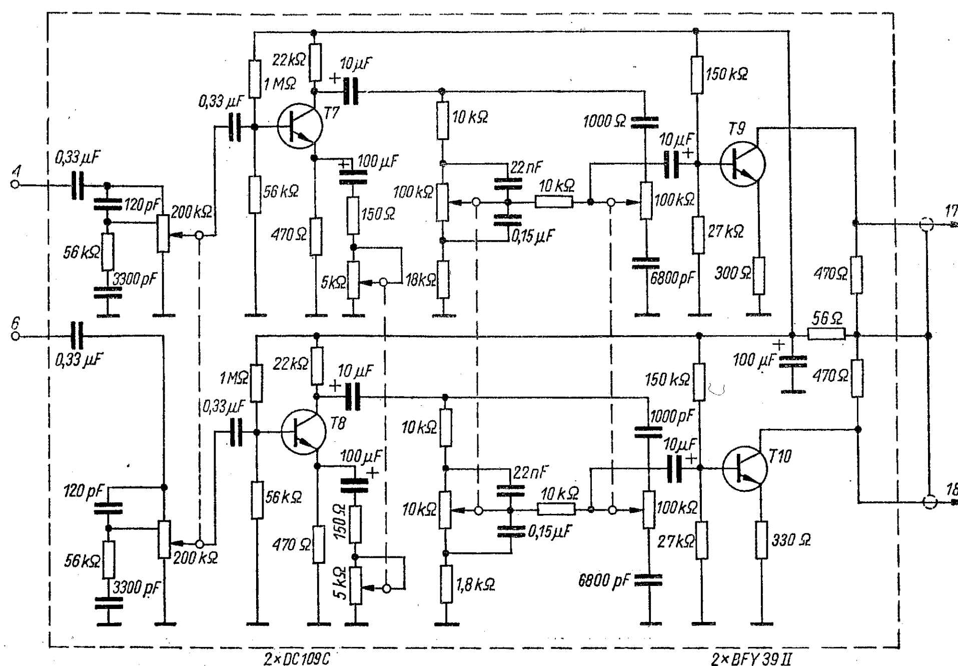


Rys. 2-63. Wzmacniacze zapisu magnetofonu Nordmende 8001T

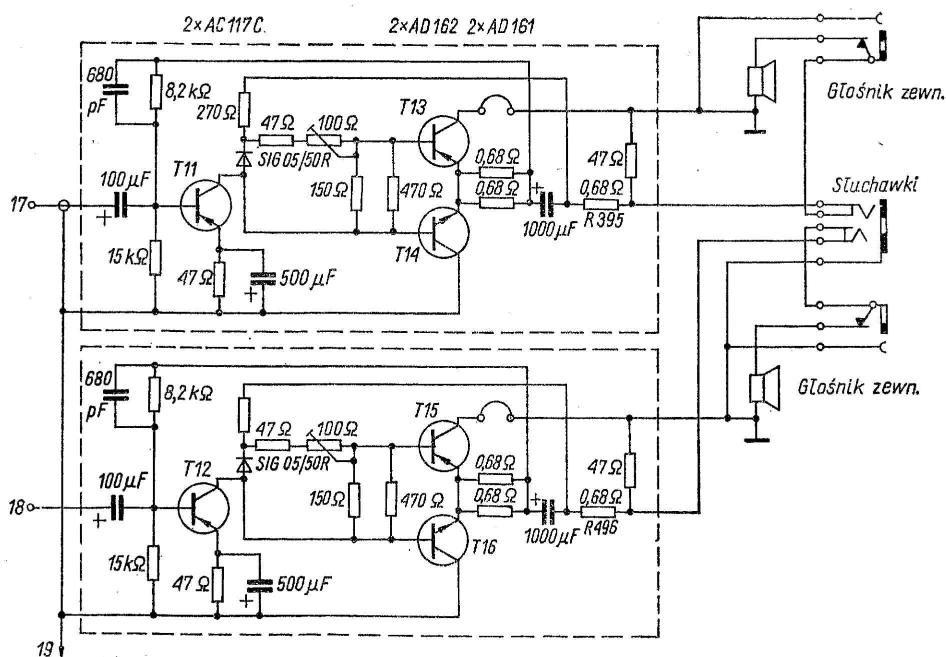
Rys. 2-64. Wskaźniki wysterowania magnetofonu Nordmende 8001T

Rys. 2-65. Generator wielkiej częstotliwości magnetofonu Nordmende 8001T

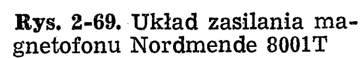
Rys. 2-66. Układ wzmacniaczy odczytu magnetofonu Nordmende 8001T

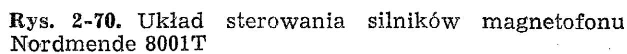


Rys. 2-67. Układ regulacji barwy dźwięku magnetofonu Nordmende 8001T



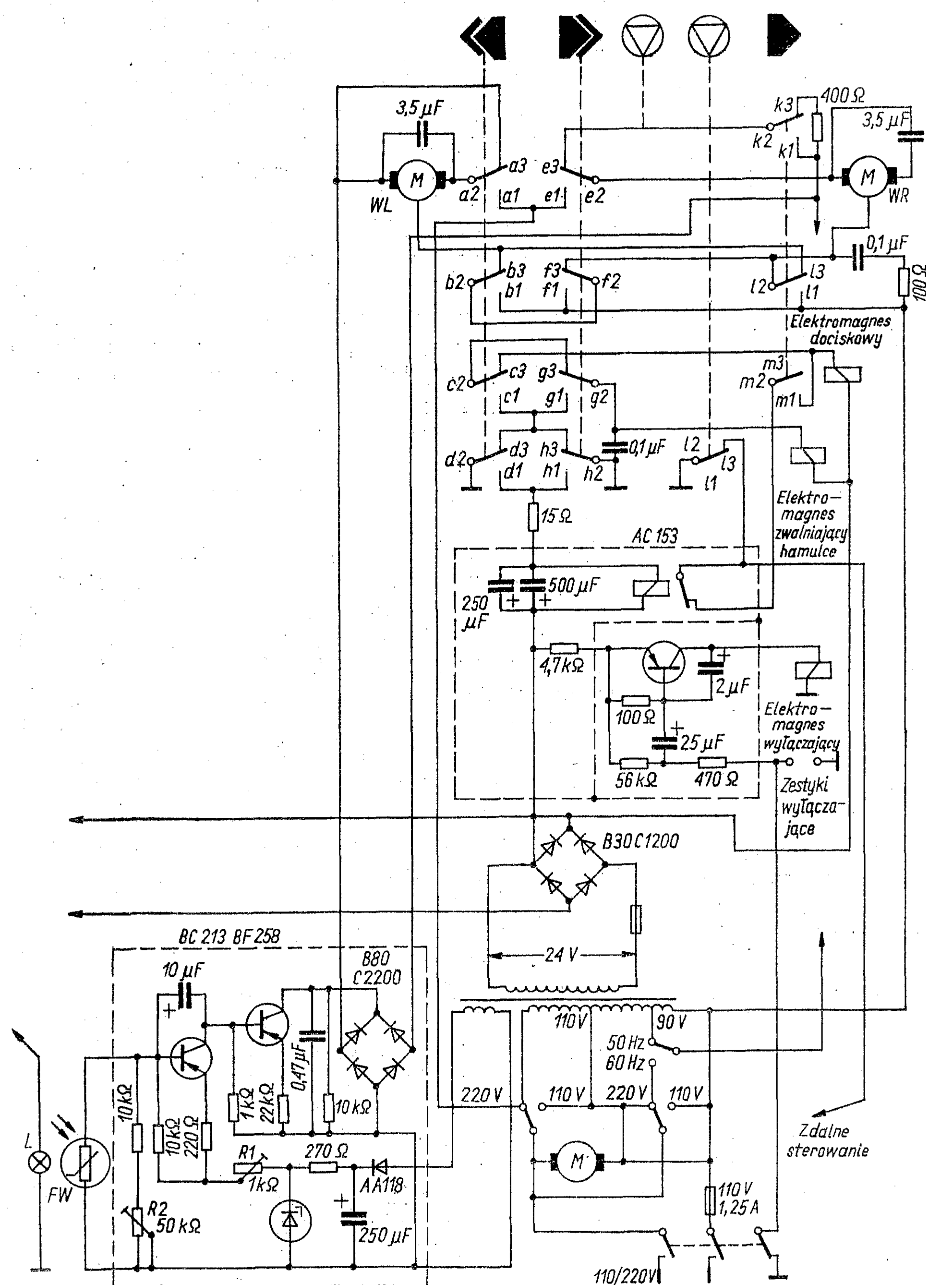
Rys. 2-68. Wzmacniacze mocy magnetofonu Nordmende 8001T


Rys. 2-69. Układ zasilania magnetofonu Nordmende 8001T


Rys. 2-70. Układ sterowania silników magnetofonu Nordmende 8001T

2.26 Regulacja siły naciągu taśmy w magnetofonie Nordmende 8002T

Zasilanie silnika hamującego stałym napięciem nie może zapewnić stałej wartości siły naciągu taśmy, dlatego w następnym modelu magnetofonu firmy Nordmende zastosowano układ regulacji automatycznej (rys. 2-71). Taśma ze szpuli jest prowadzona do zespołu głowic przez kołek osadzony na wahliwym ramieniu, odpychanym sprężyną. Położenie ramienia jest kontrolowane przez układ fotoelektryczny, złożony z żarówki i fotorezystora. Fotorezystor stanowi część dzielnika napięcia, zasilającego bazę tranzystora *BC213*. Ten tranzystor jest zasilany napięciem stałym, stabilizowanym przez diodę Zenera i steruje z kolei prąd bazy tranzystora *BF258*, włączonego w przekątną mostka diodowego i spełniającego rolę sterowanej rezystancji. Druga przekątna mostka jest włączona w szereg z silnikiem hamującym, wskutek czego jego prąd zmienia się tak, aby utrzymać stałe wychylenie ramienia z kołkiem prowadzącym, a tym samym stałą wartość naciągu taśmy. Tran-

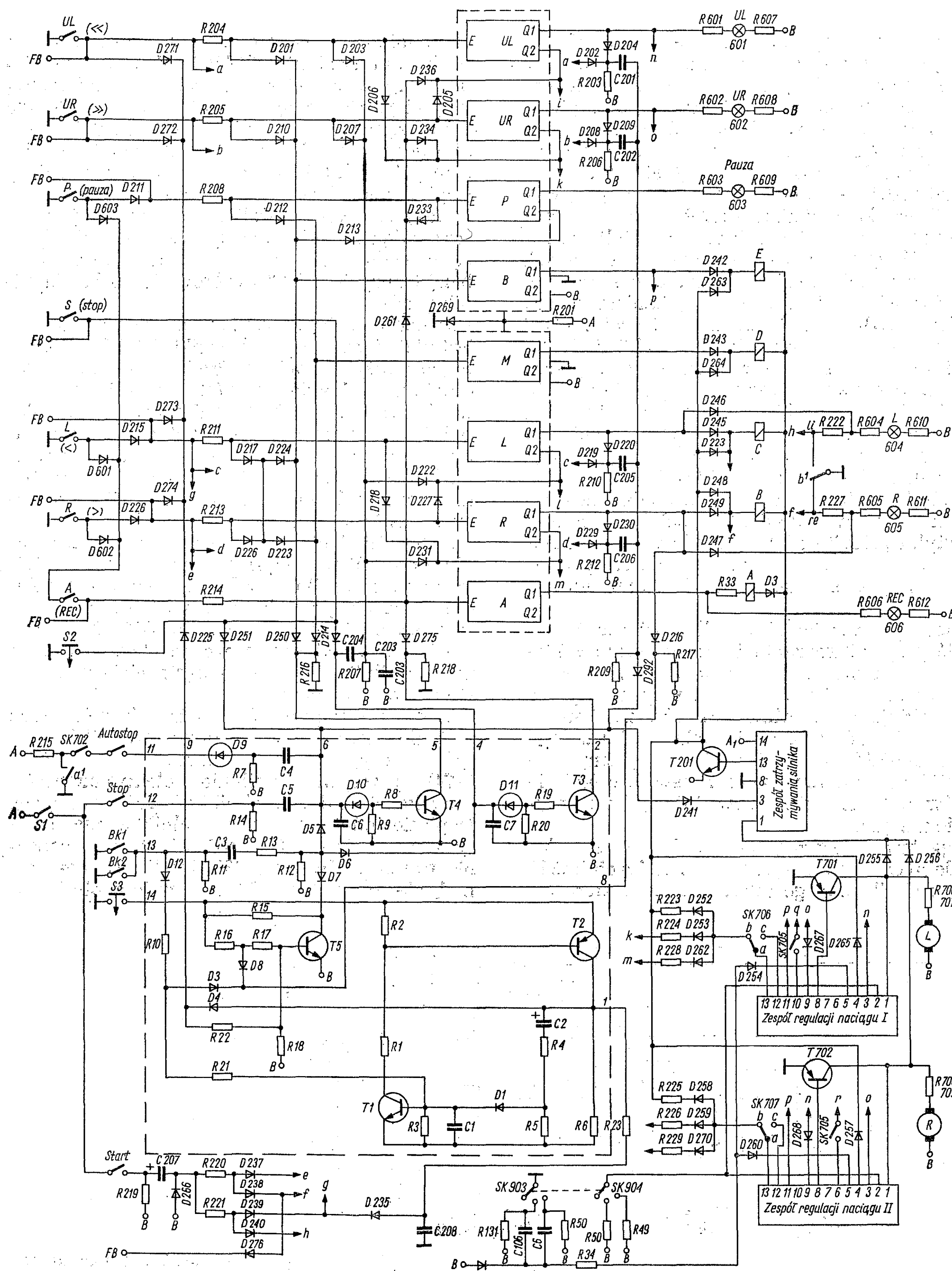


Rys. 2-71. Układ regulacji naciągu taśmy magnetofonu Nordmende 8002T

zystor *AC153* spełnia rolę wzmacniacza przełącznikowego, sterującego elektromagnes kasujący wszystkie funkcje klawiszami. Tranzystor jest sterowany metalową folią na końcu taśmy oraz wyłącznikiem sieciowym, aby po ponownym włączeniu zasilania magnetofon mógł być uruchomiony tylko przez wciśnięcie wybranego klawisza.

2.27 Sterowanie napędu w magnetofonie Philips N4450

Magnetofon N4450 firmy Philips spełnia najwyższe wymagania stawiane urządzeniom nie przeznaczonym wyłącznie do zastosowań profesjonalnych. Umożliwia on korzystanie ze szpul o średnicy 26,5 cm, dzięki dwom kompletom głowic (po 3 głowice) może pracować przy obu kierunkach ruchu taśmy z automatycznym przełączaniem. Napęd stanowią trzy silniki prądu stałego. Silnik główny jest bezkolektorowy, sterowany czujnikiem Halla. Wahania prędkości taśmy nie przekraczają wartości 0,15% przy 19 cm/s, 0,2% przy 9,5 cm/s i 0,35% przy prędkości 4,75 cm/s. Magnetofon jest wyposażony w niekonwencjonalny układ sterowania. Do sterowania napędu służy siedem klawiszy o następujących funkcjach:
ruch roboczy w lewo i odtwarzanie;
zapis;
pauza;
ruch roboczy w prawo i odtwarzanie;
przewijanie w lewo;
wyłączenie;
przewijanie w prawo.
Klawisze stanowią jedynie przyciski, które sterują przerzutniki zapamiętujące rozkazy i blokujące wzajemnie swoje funkcje lub wyłączające poprzednio włączoną.
Schemat układu sterowania jest przedstawiony na rys. 2-72. Zwarcie styków sterujących powoduje włączenie przerzutnika: jego wyjście *Q1* przybiera wówczas poziom 0 V, zaś wyjście *Q2* — poziom −26 V. Przerzutnik kasuje się napięciem −26 V na jego wejściu. Obciążenie przerzutników stanowią cztery elektromagnesy, spełniające funkcje mechaniczne: *E* — zwalnia oba hamulce, *D* — przyciska rolkę dociskową, środkową, zaś *B* i *C* — rolkę dociskową prawą względnie lewą. Jeden przerzutnik uruchamia przekaźnik *A*, przełączający układ z odtwarzania na zapis, a pozostałe trzy przerzutniki włączają żarówki sygnalizacyjne i sterują silniki. Włączenie przerzutnika powoduje skasowanie wszystkich pozostałych. Kiedy np. zostanie włączony pierwszy przerzutnik, dodatnie zbocze impulsu na wyjściu *Q1* po zróżniczkowaniu przez kondensator *C201* i rezystor *R209* nasyca tranzystor *T4*, łączący wejścia wszystkich przerzutników z napięciem ujemnym. Ponieważ zwarcie przycisku trwa dłużej niż wynosi czas potrzebny dla kasowania, przerzutnik który jest właśnie włączany nie zostanie skasowany.
Przycisk „pauza" nie powoduje skasowania przerzutnika środkowej rolki dociskowej. Włączenie szybkiego przewijania wywołuje przez diodę *D201*, względnie *D210* zwolnienie hamulców. Przy włączeniu przesuwu roboczego hamulce zostają zwolnione przez sygnał przechodzący przez diody *D217, D224*, względnie *D228, D224*. Dodatkowo przez diodę *D223* zostanie załączony przerzutnik środkowej rolki dociskowej. Przerzutnik zapisu zostanie skasowany, kiedy tranzystor *T3* zostanie nasycony dodatnim impulsem z przycisku zatrzymywania albo wyłącznika *S2*, który włącza układ do pracy jako wzmacniacz stereofoniczny. Przy włączeniu szybkiego przewijania, przerzutnik zapisu jest kasowany przez diody *D236* lub *D234* i *D261*.
Po to by przypadkowe ponowne naciśnięcie już wybranego przycisku nie powodowało zakłóceń w pracy, wprowadzono blokadę wejścia przez układ diod, np. dla pierwszego przerzutnika są to diody *D204* i *D202*. Włączony przerzutnik ma na wyjściu *Q1* napięcie równe 0. Takie samo napięcie panuje na katodach diod *D204* i *D202*, wobec czego napięcie na lewej końcówce rezystora *R204* nie może wzrosnąć powyżej zera, co odpowiada stałemu naciskaniu przycisku „przewijanie w lewo", dlatego jego ponowne naciśnięcie nie ma znaczenia. Równoczesnemu włączeniu dwóch przerzutników przy niemal równoczesnym naciśnięciu dwóch przycisków zapobiega układ *D205, D206, D218, D227* oraz *D203, D207, D222* i *D231*. Przerzutniki pauzy i zapisu są blokowane przy wcześniejszym uruchomieniu szybkiego przewijania przez diody *D236*, względnie *D234* oraz *D233* albo *D261*, które łączą napięcie ujemne z wyjścia *Q2* czynnego przerzutnika do wejścia przerzutników blokowanych. Uruchomienie zapisu wymaga równoczesnego naciśnięcia przycisku zapisu i ruchu w prawo lub w lewo albo pauzy, co zostało uzyskane przez szeregowe połączenie tych styków z dodaniem diodowej bramki OR. W przypadku włączenia zapisu bezpośrednio po odtworzeniu prąd podkładu jest włączany z opóźnieniem dla uniknięcia zapisania stuknięcia. Naciśnięcie przycisku „pauza" nie kasuje przerzutnika zapisu. Wyłączniki *Bk1, Bk2* stanowią styki zamykane przez folię naklejoną na taśmie. Sterują one tranzystor *T4*, kasujący wszystkie przerzutniki. Podczas włączania ruchu taśmy przyciskiem wyłączniki krańcowe są blokowane przez diody *D271* do *D274, D225* i *R22* oraz tranzystor *T5*, zwiera-



Rys. 2-72. Schemat sterowania napędu magnetofonu N 4450 $A = +26$ V, $B = -26$ V

jący sygnał zatrzymywania przez diodę *D7*. Samoczynne zatrzymanie napędu może nastąpić także przez licznik programowy. W czasie nagrywania ten układ jest nieczynny, bo styk *a1* jest zwarty. Zegar wbudowany do magnetofonu i napędzany silnikiem synchronicznym umożliwia włączenie i wyłączenie magnetofonu o wybranej godzinie. Układ zegarowy włącza się wyłącznikiem *S1*; dodatkowo trzeba przy tym wybrać przyciskiem kierunek ruchu. Jeżeli np. został naciśnięty przycisk „odtwarzanie w prawo", wówczas zacznie się słabo żarzyć umieszczona w nim żarówka *La605*. Kiedy mechanizm zegara zamknie styk „start", przez kondensator *C207* przejdzie impuls dodatni do diody *D237* do *D240*; ten impuls przez pierwszą z nich włączy przerzutnik w prawo, powodując włączenie napędu i rozjaśnienie żarówki wskutek zbocznikowania rezystora *R227* przez diodę *D247*. Impuls do przerzutnika ruchu w lewo jest blokowany dzięki temu, że katoda diody *D240* jest połączona z napięciem ujemnym, a zatem dioda *D240* nie dopuszcza impulsu do diody *D239*. Po zamknięciu styku „stop" dodatni impuls przez kondensator *C5* wysterowuje tranzystor *T4*, sprowadzając wszystkie przerzutniki do stanu zerowego.

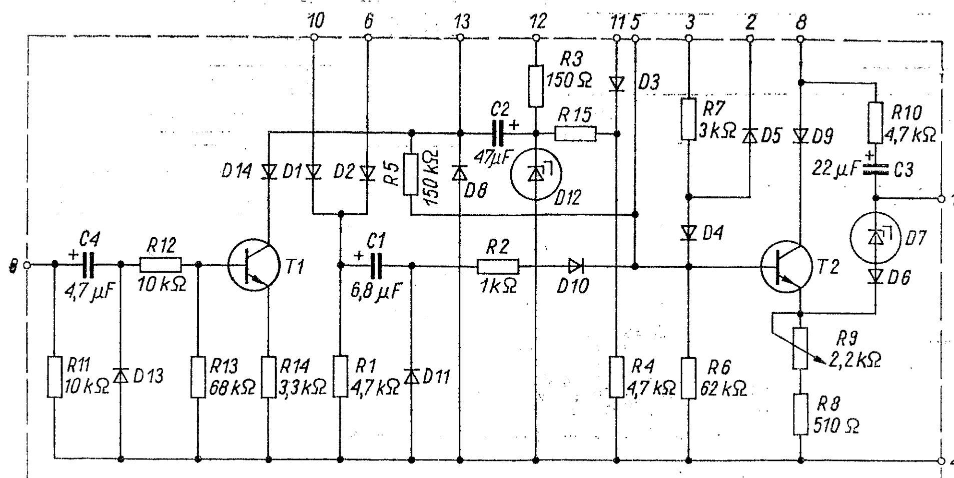
Automatyczna zmiana kierunku ruchu może nastąpić przy odtwarzaniu i zapisie, tylko z kierunku w prawo. Uniwibrator z tranzystorami *T1*, *T2* przewodzi przez 5 s po włączeniu przez folię naklejoną na taśmie tak, aby mechanizm zdążył dokonać zmiany kierunku ruchu a folia mogła opuścić styki. Układ jest włączany wyłącznikiem *S3*. Przy ruchu w lewo zamknięcie styków *Bk2* przez folię powoduje tylko zatrzymanie napędu.

Naciąg taśmy jest regulowany dwoma zespołami elektronicznymi (rys. 2-73), z których każdy steruje silnik jednego talerza. Zespoły sterowania silników talerzy otrzymują sygnały o sile naciągu przez styki i *SK706* i *SK707* uruchomiane dźwigniami dociskanymi sprężynami i odchylanymi przez taśmę. Przy zbyt małym naciągu taśmy są połączone styki *a* i *c*; rezystor *R3* bocznikuje wówczas kondensator *C2*, wysterowując tranzystor *T22* i tranzystor mocy, włączający prąd silnika. Przy nadmiernym naciągu styki zostają rozwarte. Jeżeli naciąg taśmy jest jeszcze większy, wówczas są zwierane styki *a* i *b*, co powoduje włączenie napięcia ujemnego na bazę tranzystora *T22* i całkowicie pozbawia silnik prądu.

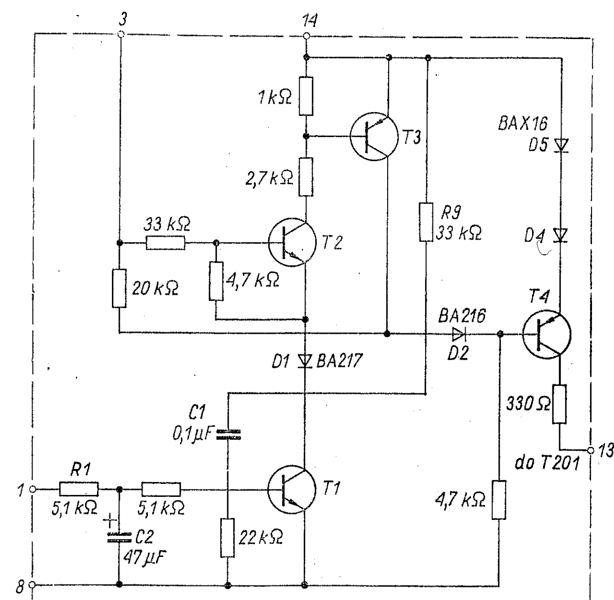
Rozruch napędu ze szpulami o średnicy 26,5 cm jest ułatwiany przez wyłączniki *SK705*, zamknięte przy dużych szpulach. Prąd płynący przy włączaniu przez kondensator *C1* powoduje wysterowanie tranzystora *T22*. Dodatkowy układ ułatwiający start stanowi tranzystor *T21*, sterowany przez kondensator *C4* impulsami z przerzutników przewijania. Układ działa na talerz hamowany, pozbawiając zasilania silnik hamujący w chwili startu.

Dla umożliwienia odtwarzania przy przewijaniu, prędkość przewijania jest przy tym zmniejszana przełącznikiem *SK904*. Ponowne przełączenie na dużą prędkość przewijania powoduje za pośrednictwem przełącznika *SK903* włączenie impulsu zwiększającego na chwilę napięcie na obu silnikach dla uniknięcia niebezpieczeństwa tworzenia pętli.

Kiedy jeden z przycisków włączających napęd zostanie naciśnięty w czasie pracy silników, zespół sterujący zatrzymywania silników (rys. 2-74) przerywa zasilanie elektromagnesów i przekaźnika, dopóki silniki nie zatrzymają się. Napięcie indukowane przez silnik w ruchu nasyca tranzystor *T31*. Umożliwia to przewodzenie tranzystorów *T32*, *T33*, jeżeli równocześnie na bazie tranzystora *T32* występuje napięcie do-



Rys. 2-73. Schemat zespołu sterowania naciągu taśmy magnetofonu 8002T

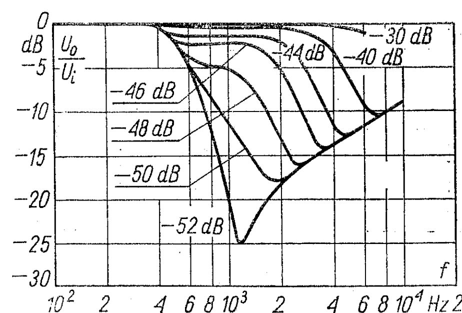


Rys. 2-74. Schemat zespołu sterującego zatrzymywanie silników magnetofonu 8002T

datnie. Napięcie dodatnie na kolektorze tranzystora *T33* powoduje odcięcie tranzystora *T34* i *T201*. Dopiero wówczas gdy hamowany silnik zatrzyma się, prąd bazy tranzystora *T44* przestanie być bocznikowany przez diodę *D32* i tranzystory *T34* i *T201* zaczną przewodzić, co umożliwi włączenie wybranej funkcji.

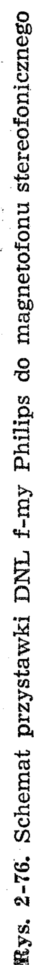
2.28 Ogranicznik dynamiczny szumów Philips DNL „N6720"

Główną przeszkodą na drodze do wysokiej jakości reprodukcji muzyki z taśmy magnetycznej jest stosunkowo wysoki poziom szumów, szczególnie przy tak małej szerokości śladu na taśmie, jak w magnetofonach czterościeżkowych i kasetowych. Z tego względu liczni producenci magnetofonów zaopatrują je w urządzenia poprawiające stosunek sygnału do szumu, zazwyczaj na drodze odpowiedniego kształtowania charakterystyki.
System DNL firmy Philips działa tylko podczas odtwarzania. Zaletą takiego rozwiązania jest możliwość zastosowania go do reprodukcji taśm lub płyt nagranych bez specjalnego przygotowania, musi to jednak być okupione rezygnacją z pewnej części informacji zawartych w odtwarzanym programie. Zasada działania układu polega na ograniczaniu częstotliwości dużych w zależności od chwilowego poziomu napięcia. Obrazuje to rodzina charakterystyk częstotliwościowych, przedstawiona dla różnych poziomów na rys. 2-75. Na rysunku 2-76 przedstawiono schemat ogranicznika dynamicznego szumów wykonanego jako przystawka do magnetofonów stereofonicznych. Urządzenie jest wyposażone w cztery klawisze, służące do włączania zasilania, włączania ogranicznika oraz włączania miernika poziomu do prawego i lewego kana-



Rys. 2-75. Charakterystyki układu DNL magnetofonu Philips N6720. Parametr stanowi napięcie wejściowe, odniesione do poziomu 0,775 V

łu. Poziom napięcia wejściowego ustawia się oddzielnym potencjometrem dla każdego kanału. Maksymalne napięcie wejściowe może wynosić od 0,4 do 4 V; wzmocnienie maksymalne wynosi 1.
Pierwszy stopień stanowi wtórnik emiterowy zwiększający impedancję wejściową, drugi stopień ma podzieloną rezystancję obciążenia i służy do podziału sygnału na dwie gałęzie: układ wszechprzepustowy, utworzony z kondensatora 22 nF i rezystora 1 kΩ, połączonych odpowiednio z kolektorem i emiterem tranzystora *T102*, oraz filtr górnoprzepustowy, utworzony przez tranzystor *T103* i elementy z nim związane. W gałęzi drugiej znajduje się dodatkowo tłumik o tłumieniu sterowanym napięciem wyjściowym prostownika szczytowego z diodami *D103, D105*, prostującymi składowe sygnału o większych częstotliwościach. Napięcia z obu gałęzi są sumowane na wyjściu układu, który zachowuje się jak sterowany filtr dolnoprzepustowy. Układ charakteryzują dwa zasadnicze parametry: wartość częstotliwości granicznej, dla której tłumienie słabych sygnałów wynosi 3 dB, oraz poziom krytyczny, powyżej którego nieczynny jest tłumik sterowany. Wartość częstotliwości granicznej w układzie N 6720 wynosi 5,5 kHz. Jej zmniejszenie poprawia skuteczność tłumienia szumów, ale równocześnie ogranicza wysokie tony przy małym poziomie sygnału i dodatkowo wprowadza modulację szumu, szczególnie uciążliwą w przypadku dźwięków z przewagą tonów niskich. Wybór stałej czasowej prostownika sterującego tłumik zmusza do kompromisu między pożądaną szybkością reakcji i zakłóceniami spowodowanymi niedostateczną filtracją napięcia

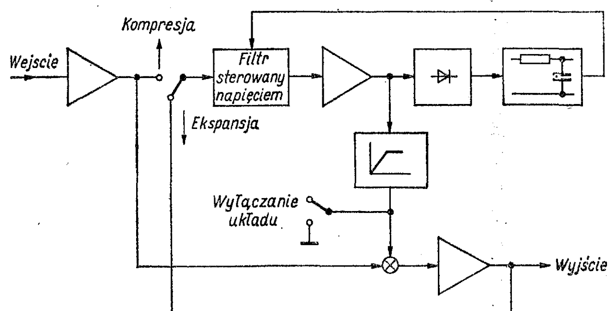


Rys. 2-76. Schemat przystawki DNL f-my Philips do magnetofonu stereofonicznego

sterującego. Poziom krytyczny wynosi —38 dB. Układ umożliwia zmniejszenie poziomu szumu, mierzonego przez filtr psofometryczny o 3 dB.

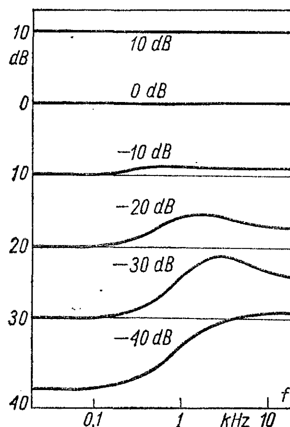
2.29 Ogranicznik szumów Dolby B

Ogranicznik szumów systemu Dolby B działa zarówno w czasie nagrywania, jak i podczas odtwarzania. Jego zasada polega na kompresji dynamiki w czasie nagrywania i ekspansji w czasie odtwarzania, przy czym kompresja i ekspansja następują tylko przy małym poziomie sygnału i tylko dla częstotliwości większych od około 500 Hz, w pasmie określonym przez poziom sygnału.
Przetwarzanie sygnału przy zapisie i odtwarzaniu odbywa się w sposób symetryczny, dzięki czemu wszystkie informacje zostają zachowane. Skuteczność systemu jest duża i wyraża się zmniejszeniem szumu o 9 do 10 dB przy pomiarze wg DIN 45405. Ogranicznik może być stosowany nie tylko do zapisu magnetycznego, ale również w radiofonii z modulacją częstotliwości. Oparty na podobnej zasadzie system Dolby A wymaga bardziej rozbudowanego układu, w którym przetwarzanie odbywa się w czterech kanałach, rozdzielonych filtrami pasmowymi. System Dolby A jest przeznaczony do magnetofonów profesjonalnych.
Na rysunku 2-77 przedstawiono schemat blokowy urządzenia, systemu Dolby B, a na rys. 2-78 — charakterystyki częstotliwościowe tego urządzenia podczas zapisu.



Rys. 2-77. Schemat blokowy systemu Dolby B

Układ pokazany na rys. 2-79 jest przeznaczony do zapisu i odtwarzania. Jego wzmocnienie wynosi 26 dB, także przy wyłączonym układzie zmniejszania szumów. Czułość wejścia wynosi 30 mV, napięcie wyjściowe 580 mV. Tranzystor *T1* wzmacnia sygnał wejściowy i współpracuje z filtrem tłumiącym częstotliwość 19 kHz tj. sygnał pilotujący w stereofonii radiowej. Filtr można wyłączyć zwierając obwód równoległy

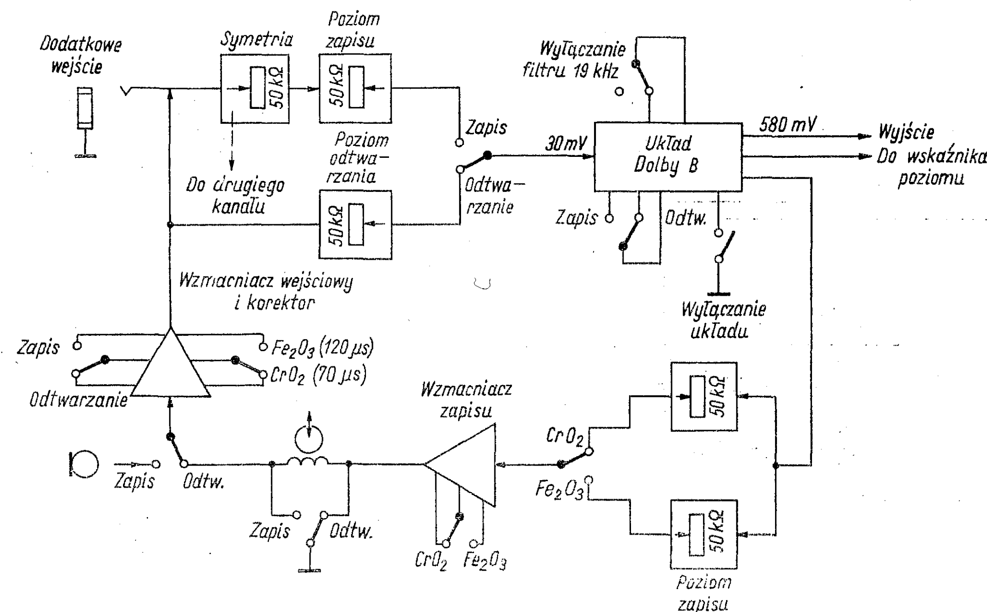


Rys. 2-78. Charakterystyki układu Dolby B podczas zapisu dla różnych poziomów napięcia wejściowego

L2C2, stanowiący człon filtru. Tworzy się wówczas filtr *Γ* złożony z indukcyjności *L1* oraz pojemności *C3* i *C5* połączonych równolegle o częstotliwości granicznej 20 kHz. Przy włączonym filtrze 19 kHz pasmo przenoszone jest płaskie do 15 kHz z maksimum tłumienia występującym przy częstotliwości 19 kHz. Oprócz eliminacji częstotliwości pilotującej filtr tłumi częstotliwość podkładu oraz częstotliwości ultradźwiękowe, które odbiera mikrofon. Mieszanie tych częstotliwości z częstotliwością podkładu mogłoby wytworzyć składowe leżące w pasmie akustycznym. Para tranzystorów *T2, T3* tworzy wzmacniacz o małej impedancji wyjściowej, wykorzystywany jako wzmacniacz sygnału, wzmacniacz kontrolny i wzmacniacz sterujący wskaźnik wysterowania. Za tym stopniem sygnał zostaje rozdzielony na dwa kanały: jeden zawierający układ o płaskiej chrakterystyce częstotliwościowej oraz drugi zawierający sterowany filtr górnoprzepustowy z tranzystorem polowym *T101*, wzmacniacz z tranzystorami *T102, T103* i ogranicznik amplitudy z diodami *D102, D103*. Zadaniem tranzystora *T104* jest wzmacnianie sygnału przed prostowaniem przez diody *D104, D105*, które dostarczają napięcia sterującego dla filtru górnoprzepustowego. Tranzystory *T4, T5* wzmacniają sygnał wyjściowy, uzyskany przez sumowanie obu kanałów i odwracają fazę napięcia sygnału przy odtwarzaniu.
Tranzystor polowy *T101* pracuje w zakresie rezystancyjnym. Napięcie jego źródła jest ustawiane potencjometrem *P101*, zasilanym napięciem stabilizowanym przez diodę stabilizacyjną. Dioda *D101* służy do kompensacji temperaturowej. Przez dobór napięcia źródła tranzystora *T101* ustawia się próg działania układu, odpowiednio do charakterystyk z rys. 2-78. Rezystor nastawny *P102* ustala wzmocnienie kanału sterowanego, a tym samym skuteczność urządzenia. Obu regulacji dokonuje się tylko przy zestrajaniu układu; nie są one dostępne z zewnątrz. Schemat blokowy magnetofonu z układem tłu-



Rys. 2-79. Schemat ideowy urządzenia z systemem Dolby B



Rys. 2-80. Schemat blokowy magnetofonu z układem Dolby B

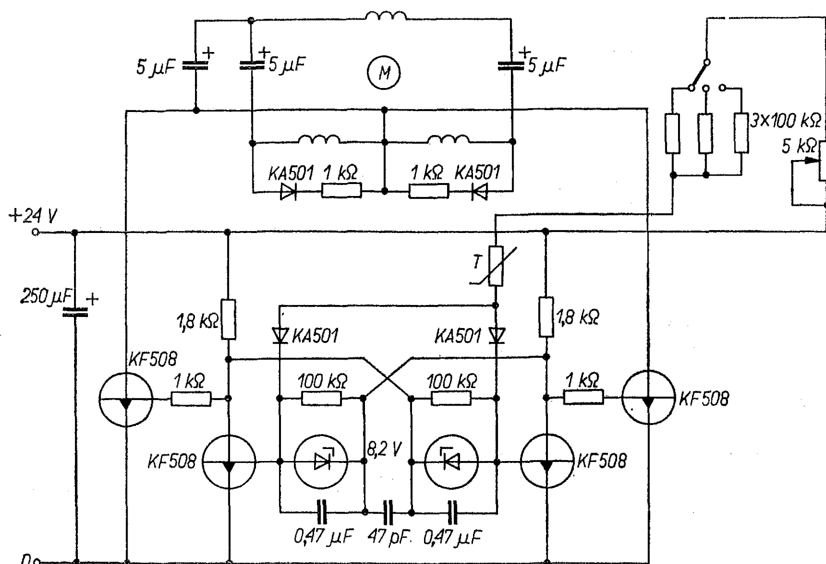
mienia szumów przedstawiono na rys. 2-80. W układzie magnetofonu przewidziano możliwość zastosowania taśm z tlenkiem żelaza oraz taśm z dwutlenkiem chromu charakteryzujących się większym napięciem wyjściowym i bardzo małymi szumami; wymagają one jednak większego prądu podkładu i innej korekcji.
Firma Signetics opracowała wspólnie z Dolby Laboratories układ scalony do systemu Dolby B.

2.30 Elektroniczny napęd gramofonu [9]

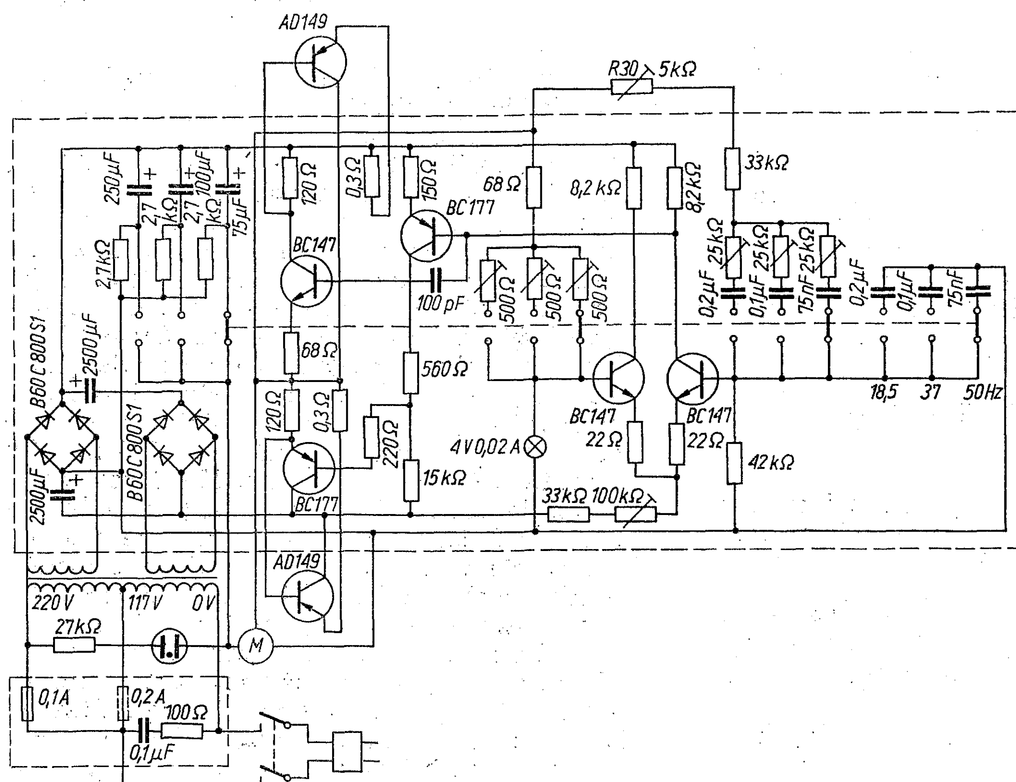
Klasyczne rozwiązanie napędu z silnikiem asynchronicznym i przełączaną przekładnią mechaniczną nie może sprostać zwiększonym wymaganiom stawianym współczesnym gramofonom. Skłania to wielu producentów, a także amatorów do poszukiwania nowych rozwiązań konstrukcyjnych, zapewniających dużą stałość prędkości obrotów przy wymiarach, masie i cenie gramofonu mieszczących się w rozsądnych granicach. Przykładem takiej konstrukcji jest przedstawiony na rys. 2-81 układ z multiwibratorem, który przez wzmacniacz mocy zasila silnik synchroniczny kondensatorowy, typu SMR 300, lub silnik synchroniczny typu SMz 375 z mechanizmem zapadkowym, umożliwiającym tylko jeden kierunek obrotów. Silnik napędza talerz gramofonu przez przekładnię pasową o stałym przełożeniu 10 : 1, a zmiany prędkości dokonuje się przez zmianę częstotliwości generatora. Gramofon ma trzy prędkości obrotów wybierane przełącznikiem 16 2/3, 33 1/3 i 45; możliwa jest również płynna regulacja prędkości w niewielkich granicach dla precyzyjnego dostrojenia wysokości tonu.
Napięcie zasilające cały układ wynosi 24 V i jest stabilizowane typowym stabilizatorem szeregowym. Multiwibrator ma częstotliwość sterowaną za pomocą wspólnego rezystora w obwodzie baz. Część rezystancji stanowi termistor mający za zadanie kompensację wpływu temperatury. Diody stabilizacyjne włączone równolegle do kondensatorów sprzęgających poprawiają stałość częstotliwości dzięki stabilizacji napięcia wyłączającego tranzystory. Silnik musi być przewinięty; każda z cewek ma 1050 zwojów z drutu o średnicy 0,17 mm. Kondensatory w obwodzie uzwojenia pomocniczego zostały dobrane doświadczalnie. Można w tym miejscu oczywiście zastosować kondensatory z dielektrykiem stałym z korzyścią dla stabilności.
Częstotliwość generatora musi zostać wybrana w takim zakresie, aby zapewnić płynną pracę silnika i odpowiednio duży moment rozruchowy, który maleje przy wzroście częstotliwości. Do kompromisu zmusza także wybór momentu zamachowego talerza; duża wartość tego momentu wpływa korzystnie na płynność obrotów, ale utrudnia rozruch.

2.31 Napęd gramofonu Thorens TD 125

W gramofonie TD 125 (rys. 2-82) została zastosowana ta sama zasada, co w poprzednim urządzeniu: silnik synchroniczny mający 375 obr/min



Rys. 2-81. Schemat napędu gramofonu [9]



Rys. 2-82. Schemat napędu gramofonu TD 125

przy częstotliwości 50 Hz jest zasilany z własnego generatora o częstotliwości przełączanej dla zmiany prędkości. Generator z mostkiem Wiena ma częstotliwość przełączaną na 18,5, 37 i 50 Hz, co odpowiada prędkości obrotów talerza 16 2/3, 33 1/3 i 45 obr/min. Równocześnie z przełączaniem częstotliwości generatora przełącza się kondensator w pomocniczej fazie silnika.

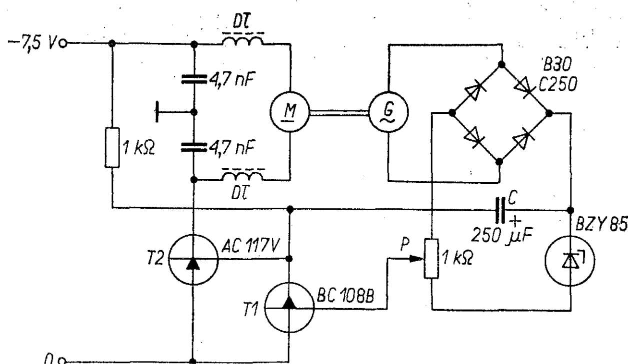
Niestałość częstotliwości jest rzędu 10^{-4}. Częstotliwość sieci nie ma wpływu na pracę napędu. Zmienny rezystor *R30* umożliwia płynną regulację prędkości w granicach 2%. Do kontroli prędkości obrotów przewidziano tarczę stroboskopową, widoczną przez okienko. Przy przesuwaniu tego okienka staje się widoczna podziałka odpowiadająca częstotliwości sieci zasilającej źródło światła 50 lub 60 Hz.

Dla zmniejszenia wrażliwości gramofonu na drgania i dla poprawienia stałości prędkości urządzenie musi być ciężkie, płyta zawieszona na trzech sprężynach ma masę 7 kg, masa talerza wynosi 3,5 kg.

Napęd gramofonu
2.32 Telefunken Musikus 108 BN

W gramofonie bateryjnym Musikus 108 BN firmy Telefunken zamiast konwencjonalnego silnika z regulatorem odśrodkowym zastosowano układ z prądnicą tachometryczną prądu zmiennego (rys. 2-83). Prądnica tachometryczna wytwarza napięcie impulsowe o częstotliwości i amplitudzie proporcjonalnej do prędkości obrotowej. Napięcie na kondensatorze *C* ma kształt w przybliżeniu trójkątny, napięcie na potencjometrze *P* jest również trójkątne, ale ma amplitudę zmniejszoną o napięcie diody stabilizacyjnej. To napięcie steruje tranzystor *T1*, powodując okresowe blokowanie tranzystora zasilającego silnik. Średnia wartość prądu płynącego przez silnik maleje przy wzroście jego prędkości obrotowej. Przy rozruchu, zanim silnik osiągnie prędkość znamionową, tranzystor *T1* nie przewodzi i silnik jest zasilany pełnym napięciem baterii.

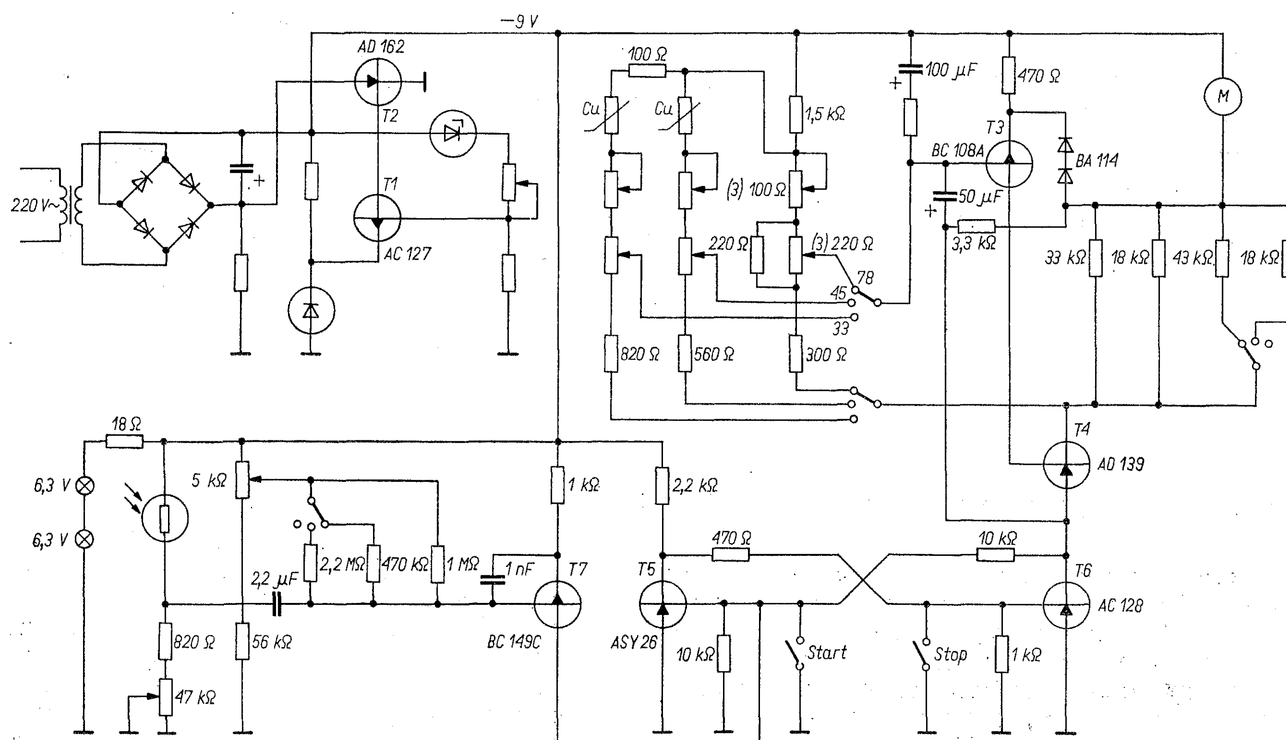
Prędkość stabilizowana wynosi 3000 obr/min, prąd pobierany przez silnik nie przekracza 100 mA w ustalonym stanie pracy.



Rys. 2-83. Schemat napędu gramofonu Musikus 108 BN

Napęd gramofonu
2.23 Philips 202-electronic

W gramofonie sieciowym firmy Philips (rys. 2-84) do napędu służy silnik kolektorowy prądu stałego z układem stabilizacji prędkości stosowanym w magnetofonach bateryjnych (p. 2.22).



Rys. 2-84. Schemat układu stabilizacji prędkości i sterowania napędu w gramofonie 202-electronic

Odchyłka prędkości nie przekracza 0,2%, wahania prędkości są mniejsze od 0,13%, odstęp szumów powodowanych napędem wynosi —60 dB. Cały układ jest zasilany napięciem 9 V, stabilizowanym przez tranzystory *T1* i *T2*. Działanie układu stabilizacji prędkości zostało opisane poprzednio. W obwodzie potencjometrów do dokładnego ustawiania prędkości zostały umieszczone rezystory nawinięte drutem miedzianym w celu uzyskania kompensacji temperaturowej. Do sterowania napędu służą tranzystory *T5*, *T6*, tworzące przerzutnik. Może on być włączany i wyłączany ręcznie za pomocą klawiszy „start" i „stop", albo automatycznie za pośrednictwem tranzystora *T7*, kiedy igła wejdzie na rowki wybiegowe o dużym skoku. Z ramieniem adaptera jest połączona przysłona, poruszająca się między żarówką a fotorezystorem. Napięcie na fotorezystorze jest różniczkowane przez układ

2.34 Gramofon Sony TTS-3000

Interesujący układ elektroniczny steruje napęd gramofonu firmy Sony (rys. 2-85). Funkcję czujnika prędkości spełnia osadzone na osi silnika koło z zębami na obwodzie, wirujące przed szczeliną trwale namagnesowanej głowicy magnetycznej. Gramofon ma dwie prędkości; 33 1/3 i 45 obr/min, którym odpowiadają częstotliwości impulsów 500 Hz i 675 Hz. Jako detektor częstotliwości impulsów został wykorzystany filtr *RC*, złożony z członu dolnoprzepustowego i członu typu „podwójne T"; tylne zbocze jego charakterystyki wykazuje wielkie nachylenie, umożliwiające uzyskanie dużego wzmocnienia

Rys. 2-85. Układ stabilizacji prędkości w gramofonie TTS-3000

o stałej czasowej przełączanej odpowiednio do prędkości obrotów. Zmiany napięcia na fotorezystorze podczas odtwarzania płyty są za małe aby wprowadzać tranzystor *T7* w stan nasycenia; dopiero przy dużym skoku rowka tranzystor *T7* przewodzi, powodując przeskok przerzutnika do stanu, w którym tranzystor *T6* nie przewodzi, co powoduje wyłączenie silnika.

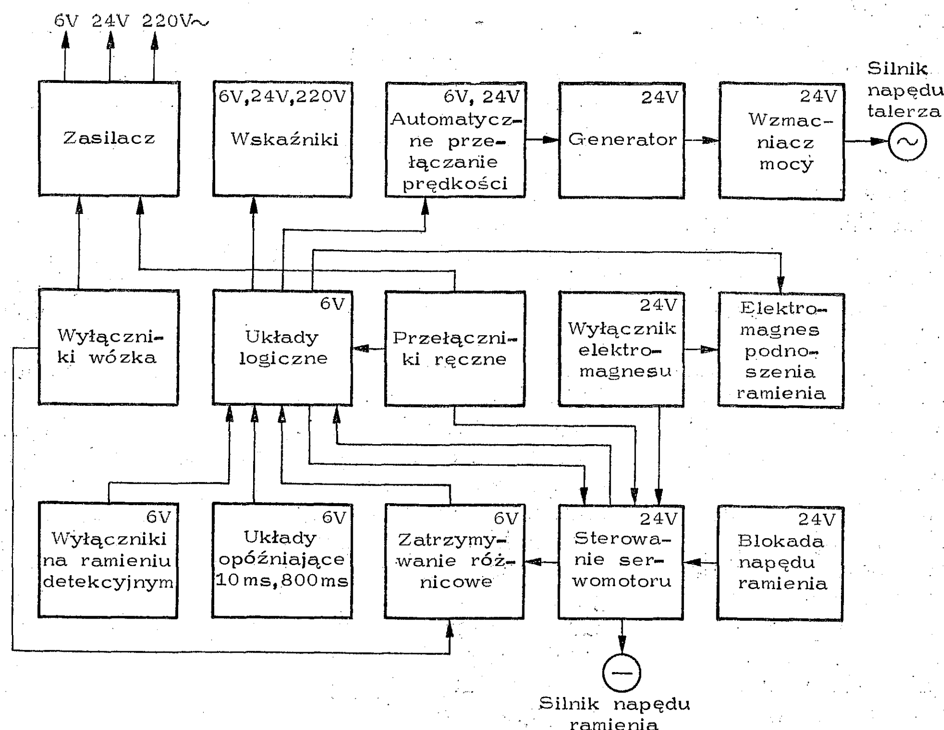
regulatora. Przełączanie prędkości odbywa się przez przełączanie filtrów.

Impulsy z czujnika tachometrycznego po wzmocnieniu przez tranzystor *T1* mają amplitudę ograniczoną przez symetryczną diodę *D1*, wskutek czego napięcie na wyjściu filtru zależy jedynie od częstotliwości, a nie amplitudy sygnału. Wzmacniacz złożony z tranzystorów *T2* i *T3*

wzmacnia napięcie zmienne z wyjścia filtru. Rezystor zmienny *R3* umożliwia zmianę wzmocnienia, a tym samym zmianę częstotliwości w granicach ±5%.
Napięcie zmienne z wyjścia stopnia z tranzystorem *T3* jest prostowane przez diody *D2, D3* i wzmacniane przez dwustopniowy wzmacniacz prądu stałego z tranzystorami *T5, T6.* Ostatni tranzystor steruje silnik. Dioda *D6* zabezpiecza tranzystor przed napięciem indukowanym przez wirujący silnik po wyłączeniu zasilania. Ostatni stopień jest zasilany napięciem niestabilizowanym 12,3 V; wszystkie pozostałe stopnie mają napięcie zasilania 6,1 V, stabilizowane przez tranzystor *T7.* Tranzystor *T4* w czasie normalnej pracy gramofonu pozostaje nasycony napięciem impulsowym, wyprostowanym przez diodę *D5.* Jego rola polega na ułatwianiu rozruchu silnika. Przy braku impulsów z czujnika prędkości tranzystor *T4* nie przewodzi, powodując nasycanie wzmacniacza prądu stałego prądem płynącym do bazy tranzystora *T5* przez rezystory *R4, R5* i diodę *D4.* Gdy tylko pojawi się napięcie impulsowe o amplitudzie wystarczającej do regulacji, ten obwód zostaje wyłączony przez tranzystor *T4,* zwierający wspólny punkt rezystorów *R4* i *R5* do masy. Czas rozruchu silnika jest mniejszy od 1 s. Wahania prędkości obrotów mierzone zgodnie z normą DIN 45505 są mniejsze od 0,13%.
Silnik przekazuje moment talerzowi za pośrednictwem paska gumowego. Średnica talerza wynosi 300 mm, jego masa 1,2 kg. Podstawa gramofonu ma masę 5 kg.

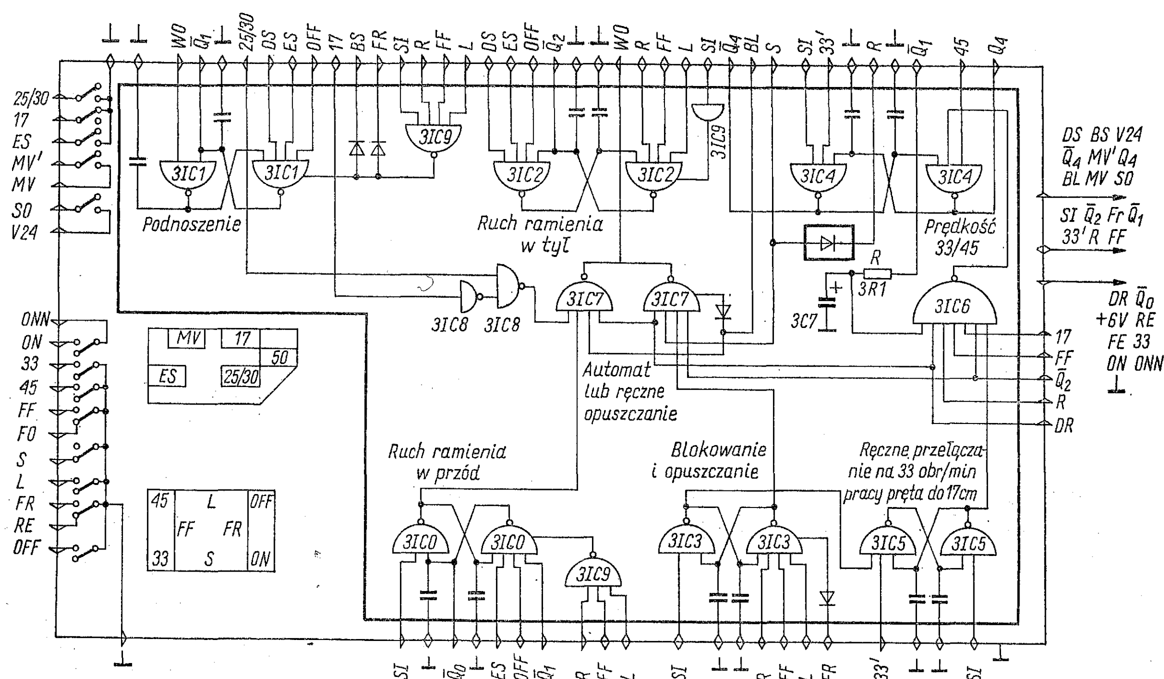
2.35 Gramofon Beogram 4000

Gramofon Beogram 4000 firmy Bang & Olufsen należy do urządzeń najwyższej klasy. Jego napęd, ramię adaptera, przetwornik i układ sterowania tworzą współdziałający system, co stanowi rzadkość, gdyż zazwyczaj w gramofonach wysokiej jakości napęd i ramię stanowią oddzielne zespoły, często różnych producentów.
Zasadniczą nowością jest zastosowanie ramienia, stycznego do rowka i prowadzonego serwomechanizmem, co umożliwia uniknięcie wszystkich niemal źródeł zniekształceń przy odtwarzaniu płyt. Gramofon ma dwie prędkości obrotów: 33 1/3 i 45 obr/min. Do napędu służy silnik synchroniczny o 16 biegunach, zasilany z generatora z mostkiem Wiena. Sterowanie ręczne odbywa się za pośrednictwem trzech dużych przycisków o małym skoku, służących do włączania zasilania, wybierania prędkości oraz sterowania napędu ramienia. Ten ostatni przycisk działa w dwóch płaszczyznach i steruje ruchem ramienia nad płytą i opuszczeniem oraz podnoszeniem adaptera. Inne funkcje są sterowane automatycznie; układy automatyczne zabezpieczają również przed błędami obsługi.
Równolegle do ramienia adaptera i przed nim (bliżej środka talerza) jest umieszczone sztywne ramię detekcyjne, które podobnie jak ramię adaptera może się przesuwać wzdłuż szyny za pośrednictwem śruby pociągowej napędzanej serwomotorem prądu stałego. Układ fotoelektryczny kontroluje równoległość obu ramion; wzmocnione napięcie błędu steruje serwomotor i układ przywraca równoległość.
Inny detektor fotoelektryczny na ramieniu detekcyjnym sprawdza czy na talerzu leży płyta oraz ustala się średnicę dla dobrania prędkości obrotów oraz punktu opuszczenia adaptera. Talerz o błyszczącej powierzchni metalowej jest zaopatrzony w promieniowe żeberka z czarnej gumy, które modulują odbite od talerza światło żarówki częstotliwością 13 względnie 18 Hz, zależnie od prędkości obrotów. Kiedy pod ramieniem znajduje się płyta, detektor nie otrzymuje sygnału o tej częstotliwości.
Schemat blokowy gramofonu przedstawiono na rys. 2-86, a schemat elektryczny na rys. ■ 2-87 ■. Sygnały sterujące funkcje ramienia adaptera i mechanizmu napędowego pochodzą z ramienia detekcyjnego (sygnał obecności płyty *DR*), z pięciu wyłączników fotoelektrycznych wózka (średnica płyty 25 lub 30 cm, średnica 17 cm, wyłącznik krańcowy *ES*, napięcie serwomotoru *MV*, wyłącznik *SO*) oraz z klawiszy sterujących (włączanie *ON*, wyłączanie *OFF*, prędkość obrotów **33**, prędkość obrotów **45**, szybki przesuw do przodu *FF*, przesuw do przodu *FO*, opuszczanie ramienia *S*, podnoszenie ramienia *L*, szybki przesuw do tyłu *FR*, przesuw do tyłu *RE*).
Transformator sieciowy jest stale włączony, kiedy gramofon jest gotowy do pracy. Do przełączania stabilizowanych napięć zasilających 6 V i 24 V użyto przekaźników języczkowych. Sygnał włączenia *ON* powoduje zmianę stanu przerzutnika, który włącza zasilanie na pozostałe układy. Po sygnale włączenia następuje przerwa trwająca 800 ms, po czym wózek z obu ramionami rusza ku środkowi talerza. Kiedy przejdzie ponad wyłącznikiem sygnalizującym płyty o dużej średnicy a detektor wykryje obecność płyty, układ opuszczania adaptera powoduje opuszczenie igły na płytę, a równocześnie sterowanie serwomotoru zostaje przełączone z szybkiego ruchu na pracę ze sprzężeniem zwrotnym, kontrolującym równoległe prowadzenie ramion. Jeżeli na talerzu leży płyta o średnicy 17 cm, ten przebieg zostanie wyzwolony później, a do-



Rys. 2-86. Schemat blokowy gramofonu Beogram 4000

datkowo napęd talerza przełącza się na prędkość 45 obr/min. Kiedy na talerzu nie ma płyty, wózek przejeżdża aż do wyłącznika krańcowego *ES* z podniesionym ramieniem. Wyłącznik krańcowy przełącza napęd na ruch w przeciwnym kierunku aż do drugiego położenia krańcowego, w którym wyłącznik *SO* zatrzymuje napęd.
Przy normalnym odtwarzaniu płyty w prawdopodobnym zakresie rowków wybiegowych zamyka się wyłącznik drogowy *MV*, doprowadzając napięcie z serwomotoru do wejścia układu zatrzymywania różnicowego. Wejściu igły na rowki wybiegowe o większym skoku towarzyszy większe napięcie sterujące silnik. Układ zatrzymywania różnicowego włącza podnoszenie adaptera i ruch powrotny do wyłącznika *SO*. Równocześnie z podniesieniem ramienia następuje zwarcie adaptera.
Ingerencja w opisany przebieg automatyczny jest możliwa za pośrednictwem klawisza ręcznego wyboru prędkości, który umożliwia odtwarzanie płyt o średnicy 17 cm nagranych przy prędkości 33 1/3 obr/min, oraz za pośrednictwem klawisza sterowania ramienia, który porusza się w dwóch płaszczyznach; w płaszczyźnie poprzecznej ma dwa stopnie w każdą stronę. Łącznie umożliwia on wprowadzenie 6 sygnałów. Sygnał *S* powoduje podniesienie ramienia, zwarcie wyjścia adaptera i wyłączenie napędu ramienia przy trwającym wirowaniu talerza. Sygnał *L* uruchamia opuszczanie ramienia, jeżeli na talerzu znajduje się płyta. Sygnał *FU* względnie *RE* zostaje wyzwolony przez lekkie naciśnięcie klawisza i powoduje powolny przesuw ramienia do przodu względnie do tyłu. Układ opuszczania ramienia pozostaje przy tym wyłączony. Pokonanie drugiego oporu klawisza powoduje szybki ruch przy podniesionym ramieniu (sygnały *FF* i *FR*).
Filtr typu „podwójne T" w układzie detektora eliminuje częstotliwość 100 Hz, względnie 120 Hz pochodzącą od tętnień oświetlenia otoczenia. Tranzystory *T12* i *T13* zabezpieczają przed mylną interpretacją przepalenia żarówki jako braku sygnału powodowanego obecnością płyty. Równoległe prowadzenie ramion zapewnia układ różnicowy fotorezystorów połączonych z bazami tranzystorów *T27* i *T33*. W przypadku sterowania ręcznego sygnały są wprowadzane przez tranzystory *T25*, względnie *T35*; kondensatory *C18* i *C19* opóźniają te sygnały, aby układ miał czas na podniesienie ramienia.
Na rysunku 2-88 przedstawiono schemat układów logicznych, zrealizowanych przy zastosowaniu układów scalonych DTL. Na schemacie można wyróżnić sześć przerzutników i cztery bramki NAND. Przerzutniki wykorzystano do sterowania ruchu wózka do przodu (*Q10*) i do tyłu (*Q2*), podnoszenia ramienia (*Q1*), do blokowania ręcznego opuszczania ramienia (*Q3*), do przełączania prędkości (*Q4*) oraz do włączania prędkości 33 1/3 obr/min przy płycie o średnicy 17 cm (*Q5*). Automatycznej zmiany prędkości na 45 obr/min dokonuje bramka *Q6*, kontrolując



Rys. 2-88. Schemat układów logicznych w gramofonie Beogram 4000

przy tym siedem parametrów; adapter musi być podniesiony, na talerzu musi leżeć płyta, nie może być włączony serwomechanizm ani szybki przesuw, średnica płyty powinna wynosić 17 cm i nie może być włączona ręcznie niższa prędkość. Układ *R1C7* zapewnia opóźnienie potrzebne dla przełączenia prędkości przy opuszczaniu ramienia. Układ bramek *Q7* umożliwia ręczne lub automatyczne opuszczanie ramienia, zaś bramka *Q8* ustala średnicę płyty.

2.36 projektora przeźroczy Urządzenie do sterowania

Urządzenie, którego schemat przedstawiono na rys. 2-89 umożliwia przy współpracy z projektorem Aspectomat 300 automatyczną zmianę przeźroczy w określonych odstępach czasu w granicach od 2 do 60 s lub sterowanie projektora impulsami o częstotliwości 10 kHz, nagranymi na magnetofonie razem z tekstem lub muzyką towarzyszącą projekcji. Impulsy sterujące mogą być zapisane na oddzielnej ścieżce, lub na tej samej ścieżce, na której zapisano dźwięk, jeżeli magnetofon jest wyposażony w mieszacz. Projektor Aspectomat 300 jest przystosowany oryginalnie do sterowania stykami przekaźnika przystawki mającej własne zasilanie. W opisywanej przystawce wykorzystano do zasilania napięcie zmienne, występujące na gniazdku. Szeregowo ze źródłem napięcia jest włączona cewka elektromagnesu. Prostownik w układzie Graetza dostarcza napięcia stałego do zasilania przystawki a także zapewnia przepływ prądu przez tyrystor *Q1* w ciągu obu połówek okresu. Dodatkowa dioda *D5* w przewodzie „dodatnim" zapobiega rozładowaniu kondensatora filtru przez przewodzący tyrystor. Przełącznik *S1* służy do wyboru sposobu działania urządzenia; w górnym położeniu — jak na rysunku włącza on do układu tranzystory *T1* i *T2*. Przy nagrywaniu impulsów sterujących działa tranzystor *T2*, pracujący w układzie generatora częstotliwości 10 kHz. Naciśnięcie przycisku *S2* powoduje włączenie zasilania tranzystora *T2*, który zaczyna wytwarzać napięcie o częstotliwości 10 kHz. Równocześnie przez diodę *D6* zostaje doprowadzone napięcie dodatnie do bramki tyrystora *Q1*, który zaczyna przewodzić, uruchomiając elektromagnes projektora i zwierając zasilanie przystawki, co ogranicza czas trwania impulsu 10 kHz, nagranego na taśmie.
Podczas odtwarzania taśmy działa detektor częstotliwości 10 kHz z tranzystorem *T1*. Impulsowi o tej częstotliwości towarzyszy impuls napięcia dodatniego na kolektorze tranzystora *T1*, który przez diodę *D7* zostaje doprowadzony do bramki tyrystora i wywołuje jego zapłon. W drugim rodzaju pracy, przy przełączniku *S1* w dolnym położeniu, czynny jest generator impulsów z programowanym tranzystorem jednozłączowym *Q2*. W zależności od ustawienia potencjo-

Rys. 2-89. Urządzenie do sterowania projektora przeźroczy

metru *P1* impulsy zapłonowe, oznaczające sygnał zmiany przeźrocza, pojawiają się w odstępach od 2 do 60 s.

2.37 Organy elektroniczne Gem P

Organy Gem P produkcji włoskiej stanowią jeden z najprostszych instrumentów tego rodzaju produkowanych przemysłowo.

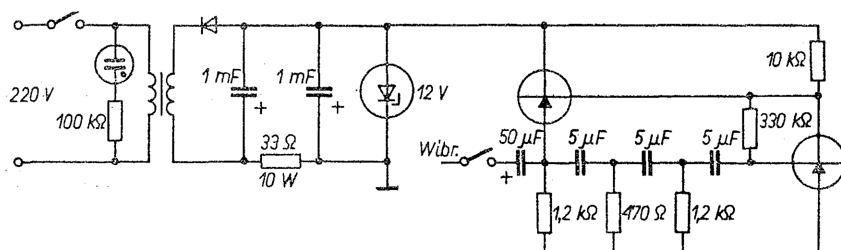
Klawiatura obejmuje cztery oktawy: trzy górne są wielotonowe, najniższa umożliwia włączenie tylko jednego tonu; wszystkie bowiem klawisze wykorzystują wspólny dzielnik częstotliwości. Przy równoczesnym naciśnięciu więcej niż jednego klawisza dolnej oktawy słychać tylko ton najniższy. Instrument nie ma wbudowanego wzmacniacza ani głośników i jest wyposażony jedynie w oddzielne gniazdka do włączania wzmacniaczy małych i dużych częstotliwości. Zasilacz daje napięcie stabilizowane w najprost-

	C1	C2
C#	68 nF	68 nF
D, D#, E	47 nF	68 nF
F, F#	33 nF	47 nF
G	33 nF	33 nF
G#, A	22 nF	33 nF
A#, B, C	22 nF	22 nF

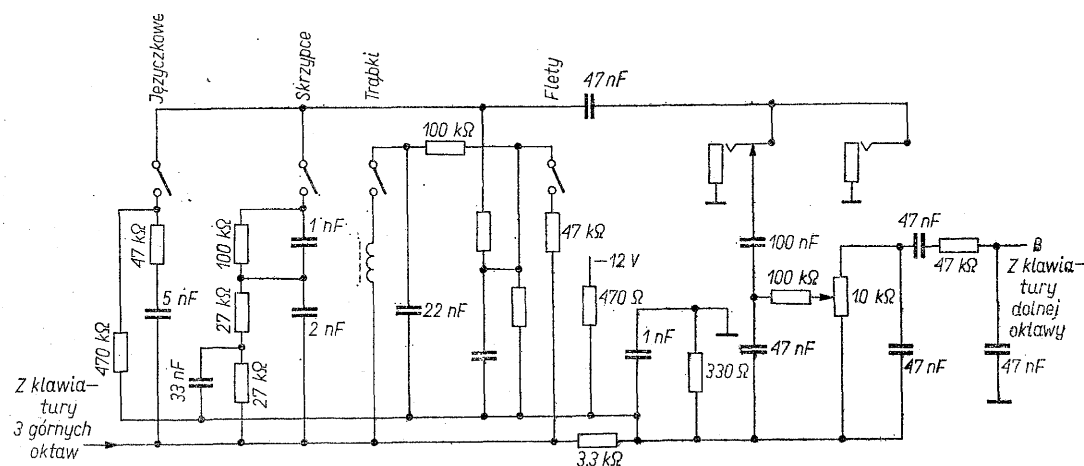
Rys. 2-90. Układ generatorów i dzielników dla trzech górnych oktaw w organach elektronicznych Gem P

szy sposób za pomocą diody Zenera. Takie rozwiązanie jest w tym przypadku możliwe ze względu na stosunkowo mały prąd pobierany przez organy.

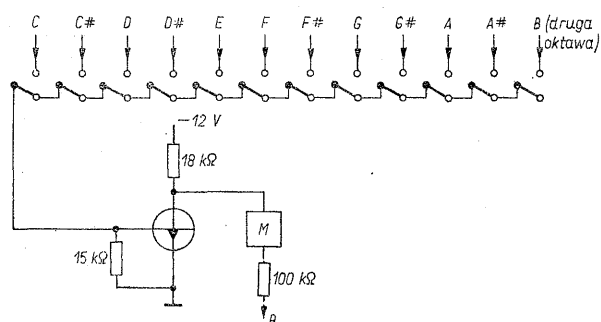
Częstotliwości odpowiadające poszczególnym tonom są wytwarzane przez generatory *LC*, których schemat, razem ze schematem przerzutników do dzielenia częstotliwości przedstawiono na rys. 2-90. Generatory pracują z częstotliwościami dwukrotnie większymi od częstotliwości najwyższej oktawy. Napięcie z generatorów jest odkształcane przy użyciu warystora przed doprowadzeniem do przerzutnika, w tym celu by ułatwić jego synchronizację. Napięcie z poszczególnych dzielników częstotliwości przed klawiaturą jest formowane przez włączenie układów *RC* oraz dodawanie przebiegów o wyższych harmonicznych z generatorów i poprzednich stopni podziału. Dla uzyskania efektu wibrato, do baz tranzystorów generatorów może być doprowadzone napięcie o częstotliwości kilku herców z generatora z przesuwnikiem fazy (rys. 2-91).



Rys. 2-91. Generator wibrato i zasilacz w organach elektronicznych Gem P



Rys. 2-92. Filtry dla górnych trzech oktaw w organach elektronicznych Gem P



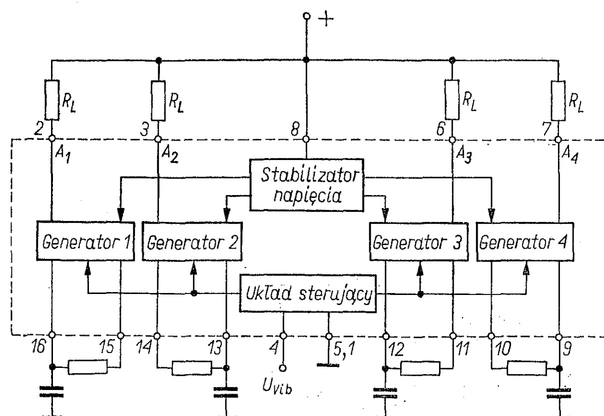
Rys. 2-93. Układ dolnej oktawy w organach elektronicznych Gem P

Barwa tonu jest modyfikowana przez cztery rejestry z filtrami *RC*, względnie *LC*, włączane wyłącznikami jednobiegunowymi, jak pokazano na rys. 2-92. Polaryzacja wspólnej linii napięciem stałym redukuje trzaski towarzyszące włączaniu klawiszy. Dolna oktawa jest wyposażona w oddzielny układ kształtujący i oddzielny potencjometr do ustawiania poziomu.

Podczas gdy klawisze górnych trzech oktaw tworzą wyłączniki równolegle połączone, normalnie otwarte i umożliwiające włączenie do wspólnej linii dowolnej liczby nut, to klawisze najniższej oktawy tworzą układ przełączników połączonych szeregowo. Naciśnięcie klawisza dolnej oktawy wyłącza wszystkie klawisze należące do wyższych nut tej oktawy (rys. 2-93). To rozwiązanie umożliwiło zaoszczędzenie 11 przerzutników.

2.38 Generator do organów elektronicznych z układem scalonym TCA 430 (Intermetall)

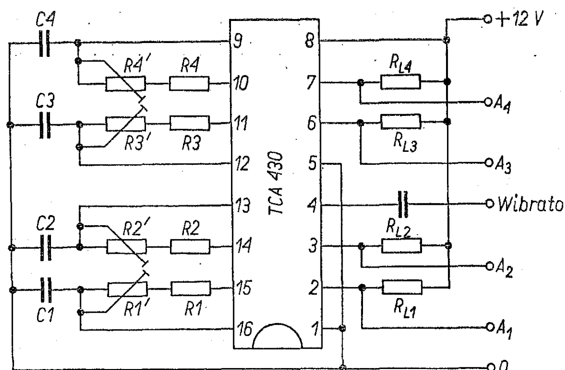
Do niedawna optymalne rozwiązanie generatora w organach elektronicznych stanowił układ tranzystorowy z elementami *LC*, odznaczający się dobrą stałością częstotliwości przy zmianach temperatury (typowo w granicach od 0 do 40°C częstotliwość wykazuje odchyłkę poniżej $2 \cdot 10^{-4}$). Jego zalety muszą być okupione wysokim kosztem, pracochłonnością wykonania i dużymi wymiarami. Generatory *RC* w prostym wykonaniu cechuje niewielka stabilność, dlatego były one stosowane jedynie w tanich urzą- Układ scalony TCA 430 firmy Intermetall (rys. 2-94) zawiera cztery generatory *RC*, do których dzeniach.



Rys. 2-94. Schemat blokowy układu TCA 430

dołącza się zewnętrzne elementy określające częstotliwość. Trzy takie układy umożliwiają wytworzenie wszystkich dwunastu częstotliwości podstawowych dla organów. Stałość tych częstotliwości zależy praktycznie wyłącznie od jakości elementów *RC*. Przez zastosowanie kondensatorów z metalizowaną folią o małym współczynniku temperaturowym, rezystorów metalizowanych oraz potencjometrów typu „cermet" można przy małych nakładach uzyskać stałość równą stałości generatorów *LC*. Specjalne wejście umożliwia równoczesną modulację częstotliwości wszystkich generatorów (wibrato), przy czym wartości międzyszczytowej 1,2 V odpowiada zmiana częstotliwości o pół tonu w górę i w dół.

Na rysunku 2-95 przedstawiono typowy układ generatora. Wartość rezystancji obciążenia nie powinna być mniejsza od 2 kΩ, zaś rezystancje określające częstotliwość powinny być zawarte w granicach od 3 do 50 kΩ, przy pojemności



Rys. 2-95. Typowe połączenia zewnętrzne układu TCA 430

kondensatora mniejszej od 1 μF. Częstotliwość wytwarzanych drgań określa zależność

$$f = \frac{850}{RC}$$

w której występują jednostki: Hz, kΩ i μF.

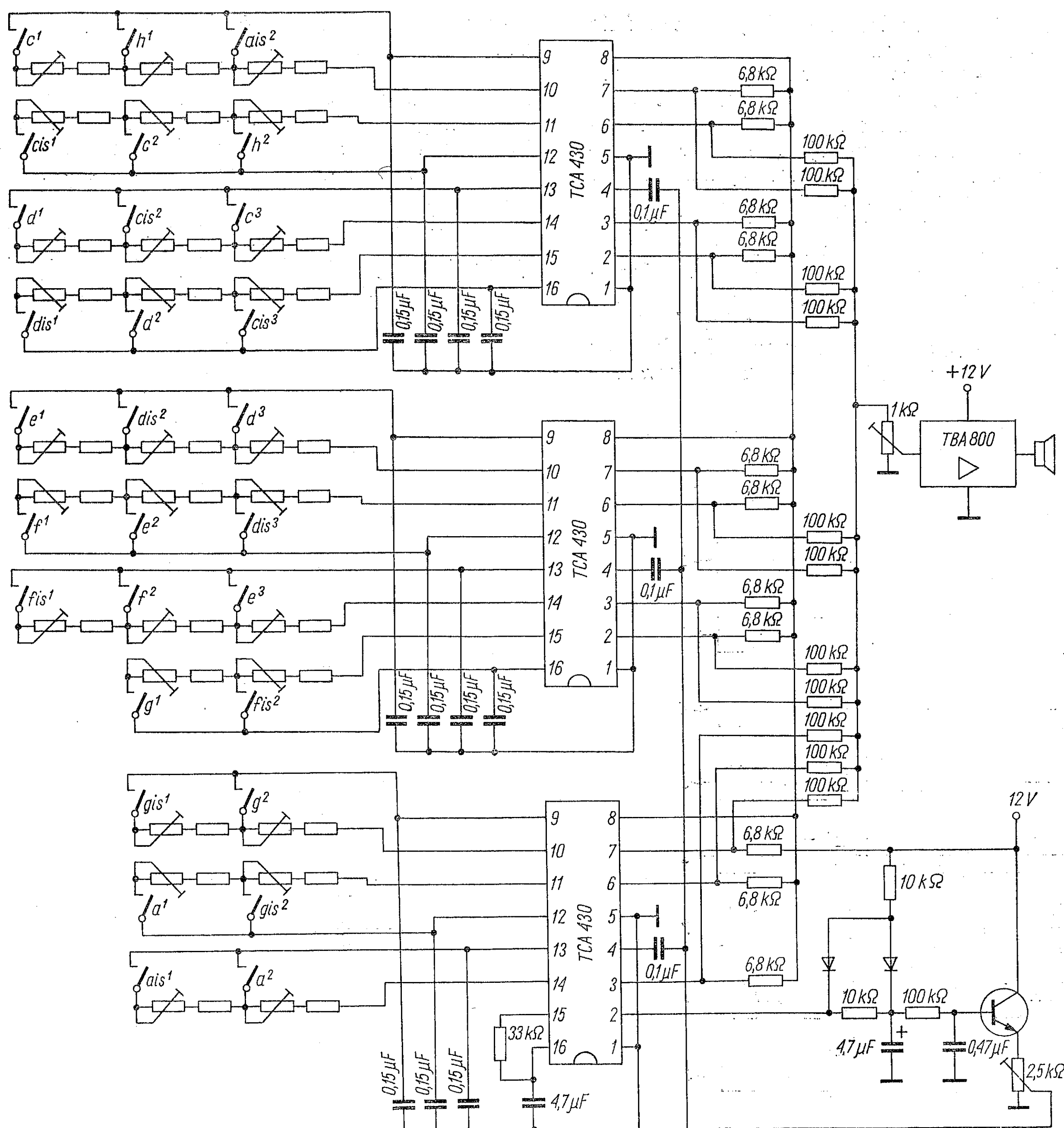
Na rysunku 2-96 pokazano układ organów zabawkowych z elementami TCA 430 [10]. Organy zawierają 2 1/2 oktawy. Wszystkie tony są wytwarzane przez trzy układy TCA 430. Poszczególne tony jednej oktawy uzyskuje się z różnych generatorów, co sprawia, że w obrębie jednej oktawy instrument jest wielotonowy. Ostatni generator wytwarza częstotliwość wibrato. Ponieważ uzyskiwany przebieg ma kształt prostokątny, przed doprowadzeniem do pozostałych generatorów przechodzi przez filtr dolnoprzepustowy *RC*.

Jako wzmacniacz mocy został wykorzystany układ scalony TBA 800, który może dostarczyć mocy 5 W.

2.39 Wytwarzanie cyfrowe tonów skali muzycznej

Tradycyjny układ organów elektronicznych zawiera 12 niezależnych generatorów, wytwarzających tony jednej oktawy. Przez kolejne dzielenie tak uzyskanych częstotliwości przez 2 otrzymuje się tony niższych oktaw. Interwały są ustalone przez zestrojenie wszystkich generatorów. Zachowanie tych interwałów, jak i bezwzględnej wartości częstotliwości wymaga wielkiej stabilności układu. Transpozycja skali np. dla dostrojenia do innego instrumentu lub demonstracji innego stroju wymaga przestrojenia wszystkich generatorów. Uzyskanie glissanda jest w takim układzie niemożliwe.

Z tych względów od dawna uznawano potrzebę



Rys. 2-96. Schemat organów zabawkowych z układami TCA 430 [10]

stworzenia instrumentu klawiszowego, umożliwiającego transpozycję, to znaczy umożliwiającego równoczesną zmianę częstotliwości wszystkich tonów przy zachowaniu ich interwałów. Istnieje kilka możliwości realizacji takiego instrumentu na drodze elektronicznej, jednak dopiero ostatnie postępy technologii sprawiły, że te metody wyszły poza laboratorium i są dostępne na skalę przemysłową.

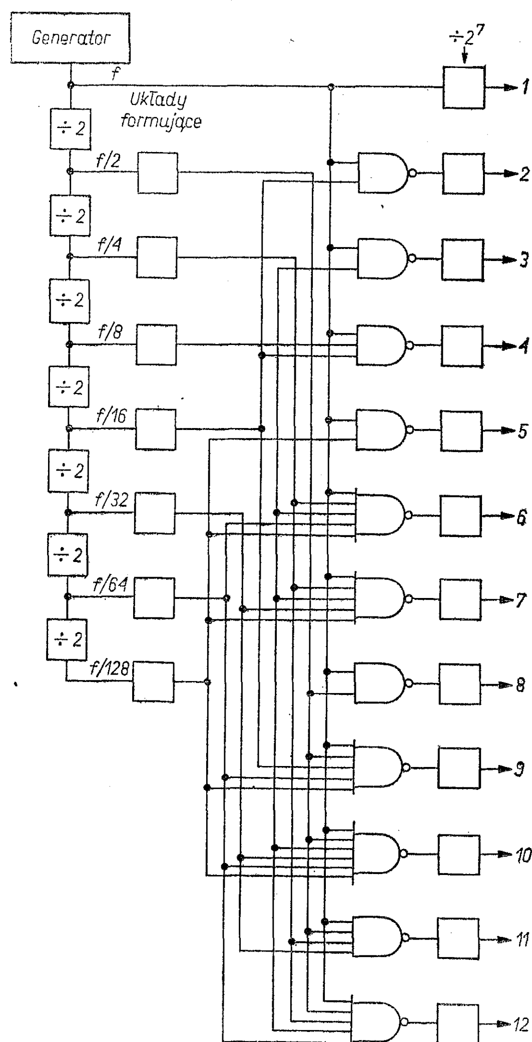
Trudność w ustaleniu stosunków częstotliwości poszczególnych tonów metodami cyfrowymi polega na tym, że w skali utemperowanej te stosunki wyrażają ułamki niewymierne, dlatego interwały mogą być jedynie przybliżone. Po to, by to przybliżenie było do przyjęcia dla słuchacza, musi ono być bardzo bliskie; graniczny błąd częstotliwości wynosi $5 \cdot 10^{-4}$ (0,05%). Przyczynę stanowi to, że interwał kwinty w skali utemperowanej jest tylko o 0,1% mniejszy od prawdziwej kwinty (stosunek wynosi 1,4983 zamiast 3/2). Przy błędzie przekraczającym 0,05 w obie strony niektóre kwinty mogą być większe od

prawdziwej, a niektóre mniejsze, co wyraźnie obniża jakość dźwięku.

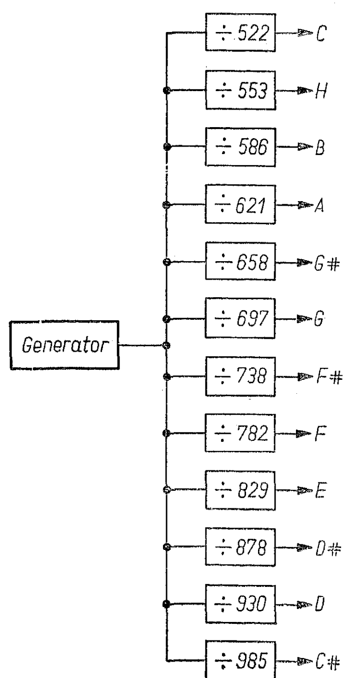
Zasadę działania systemu opartego na podziale częstotliwości przedstawiono na rys. 2-97. Duży stopień podziału, konieczny dla dobrej aproksymacji skali utemperowanej sprawia, że mimo formalnej prostoty tego układu czyniono liczne próby innego rozwiązania problemu.

Układ pokazany na rys. 2-98 wykorzystuje zjawisko niewrażliwości ucha na nieciągłości fazy przebiegów, to znaczy na zmiany chwilowej wartości częstotliwości, jeżeli wynoszą one nie więcej niż kilka procent wartości średniej. Zmniejszenie jakości dźwięku wyraża się przy tym jedynie pojawieniem się szumu, towarzyszącego tonowi i może być wystarczająco zmniejszone przez dodatkowy podział częstotliwości.

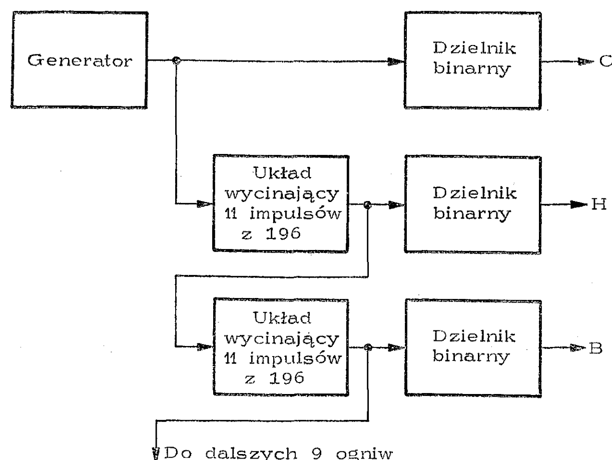
Na tym samym zjawisku niewrażliwości ucha na nieciągłość fazy przebiegu impulsowego jest oparty system z rys. 2-99, w którym dla uproszczenia zastosowano szeregowe połączenie układów wycinających 11 impulsów ze 196 dla uzyskania stosunku podziału 196/185, aproksymującego z dobrym przybliżeniem wartość $\sqrt[12]{2}$ odpowiadającą półtonowi. Ponieważ przy szeregowym połączeniu układów wycinających impulsy



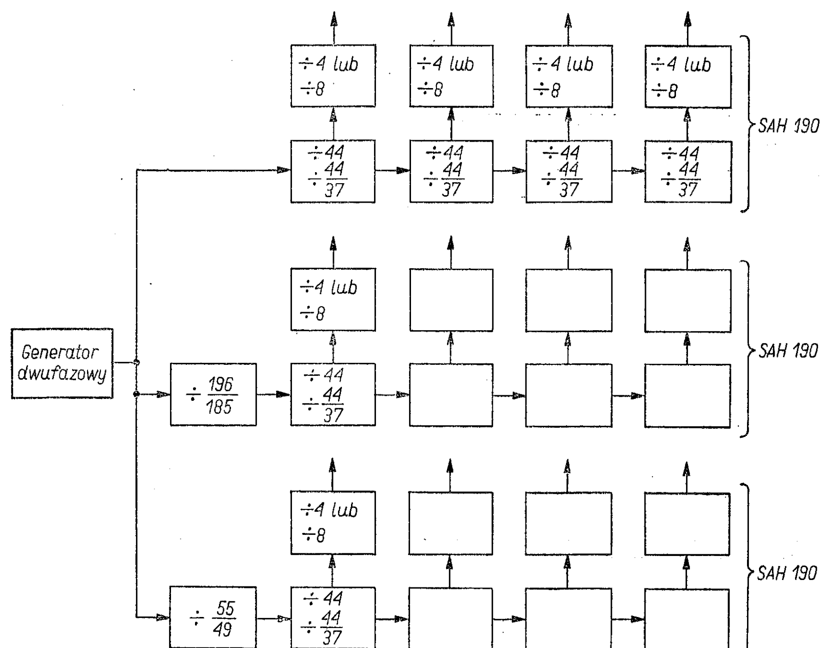
Rys. 2-98. Zasada wytwarzania tonów przez dodawanie lub odejmowanie impulsów uzyskanych przez binarny podział częstotliwości podstawowej. Układy formujące służą do wytworzenia impulsów o małym współczynniku wypełnienia i odpowiedniej fazie dla zapewnienia występowania impulsów jednego ciągu w lukach pozostałych ciągów impulsów



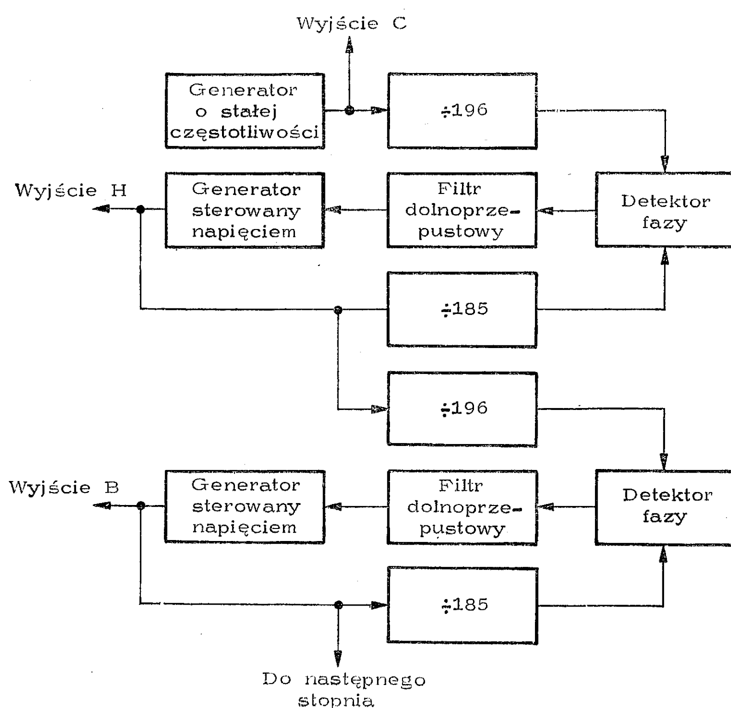
Rys. 2-97. Zasada wytwarzania tonów skali muzycznej przez podział częstotliwości



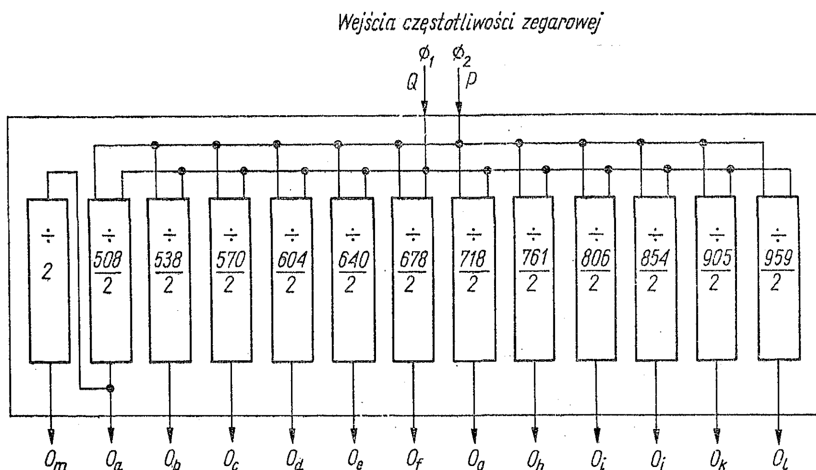
Rys. 2-99. Zasada wytwarzania tonów przez wycinanie części impulsów (11 z 196) z ciągu przy szeregowym połączeniu jednakowych ogniw



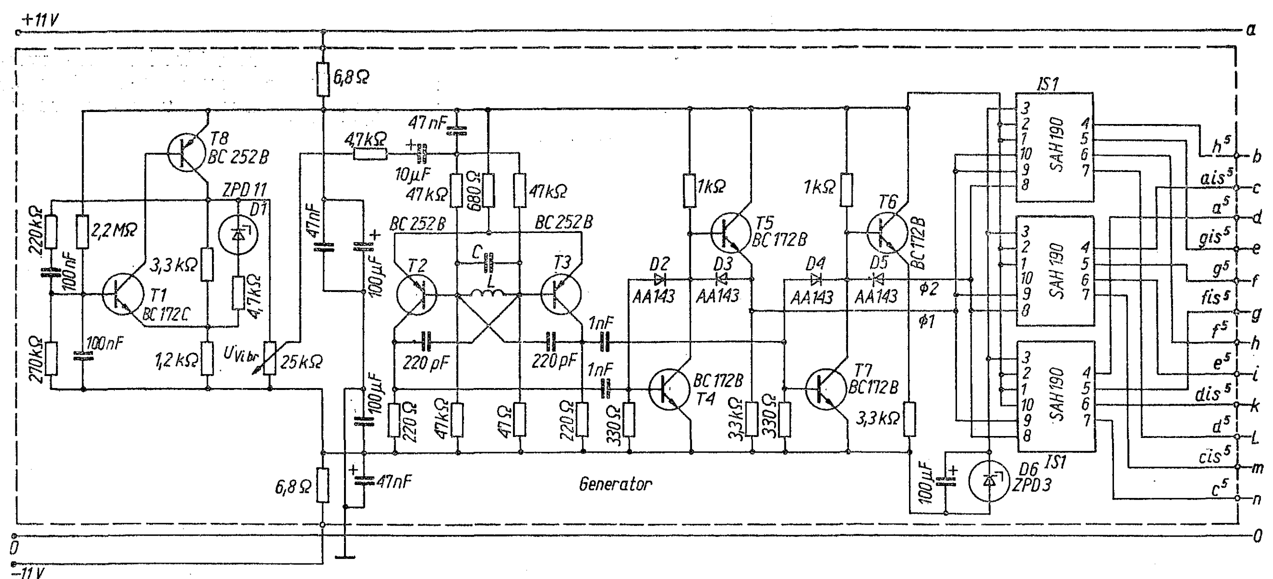
Rys. 2-100. Schemat blokowy praktycznej realizacji zasady z rys. 2-99 przy wykorzystaniu trzech układów scalonych SAH 190

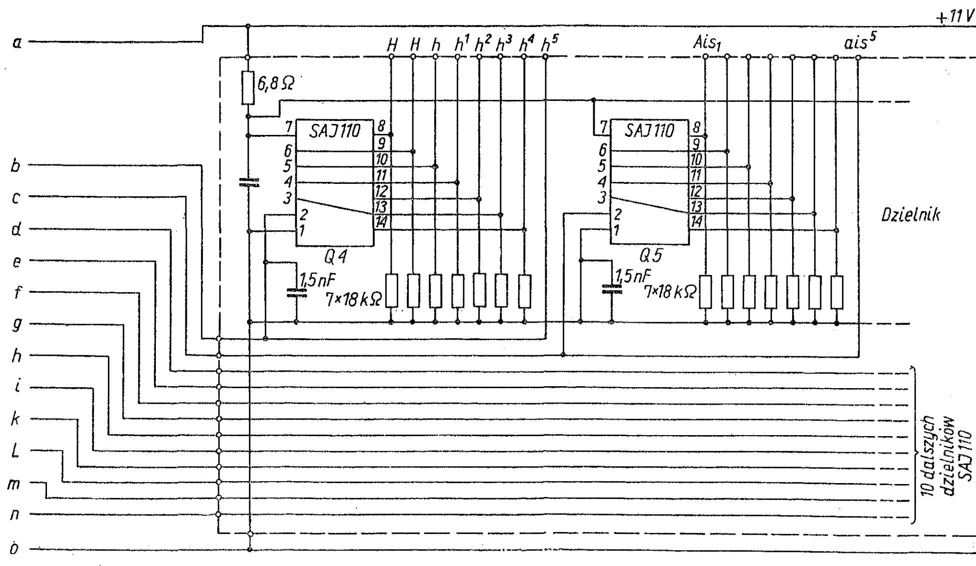


Rys. 2-101. Zasada wytwarzania tonów przy użyciu dzielników z pętlą sprzężenia fazowego



Rys. 2-102. Schemat blokowy układu scalonego AMI S 1857





Rys. 2-103. Schemat generatora i dzielników z układami scalonymi SAH 190 i SAJ 110 firmy Intermetall [12]

nieciągłość fazy (w języku angielskim nazywana jitter) rośnie, w praktycznej realizacji tej metody ograniczono liczbę stopni do czterech względnie pięciu, wskutek czego do wytworzenia wszystkich tonów jednej oktawy potrzeba trzech układów scalonych, jak pokazano na rys. 2-100. Stopień podziału 44/37 przybliża interwał trzech półtonów.
Układ z pętlą sprzężenia fazowego (rys. 2-101) nie daje nieciągłości fazy, jednak w prostym układzie kaskadowym błąd jest coraz większy, co zmusza do zastosowania układu szeregowo-równoległego, jak omówiony poprzednio. Realizacja złożonego układu analogowo-cyfrowego ze sprzężeniem fazowym w postaci układu scalonego jest bardzo trudna.
Praktyczny przykład układu opartego na podziale częstotliwości dwufazowego generatora stanowi układ scalony MOS typu S 1857 firmy American Micro-Systems, Inc., którego schemat blokowy uwidoczniono na rys. 2-102.
Układ sumujący oktawowe ciągi impulsów opracowały i zrealizowały Laboratoria Badawcze Philips w Holandii (11). W układzie zastosowano dwa typy specjalnie opracowanych układów scalonych; kompletny generator zawiera 29 specjalnych układów scalonych.
Na rysunku 2-103 przedstawiono schemat generatora tonów z układami scalonymi SAH 190 i SAJ 110, stanowiącymi binarne dzielniki częstotliwości. Każdy układ SAJ 110 może dostarczyć tonu w ośmiu oktawach; jeżeli organy mają mniej niż osiem oktaw, można zastosować mniej niż dwanaście układów SAJ 110, z których każdy zawiera trzy pojedyncze przerzutniki i dwa podwójne.

Literatura

1. Quilter P. M.: Low Distortion Tone-control Circuit. Wireless World, April 1971, pp. 199—200.
2. Gehring G.: Der Einsatz von integrierten Operationsverstärkern im Niederfrequenzbereich. Der Elektroniker, 1973, Nr 1, s. 9—13.
3. Evans J. H., Williams P.: Modular Integrated Circuit Audio Mixer. Wireless World, 1972, December, pp. 564—570.
4. Leblebici D.: High-gain Audio Voltage Amplifier. Wireless World, 1971, April, p. 203.
5. Hoisington D. B., Hobson A. F.: Automatic control of speaker output compensates for noisy background. Electronics, 1972, November 20, pp. 118—121.
6. Kuzev G. M.: Muzikalen elektrozv'nec. Radio, televizija, elektronika, 1972, kn. 11, s. 343—349.
7. Christian K.: River-Kwai-Generator. Funkschau, 1972, Nr 15, S. 553—556.
8. Brüchmann H.: Elektronischer Kuckuck. Funkschau, 1971, Nr 12, S. 385—386.
9. Bláha M., Novotny C.: Elektronický pohon gramofonu. Amatérské Radio, 1972, č. 11, s. 426—428.
10. Lorkovic M., Stern W.: Der Vierfach-Orgeloszillator TCA 430 und seine Anwendung. Funktechnik, 1972, Nr 18, s. 656—658.
11. Franssen N. V., van der Peet C. J.: Digital tone generation for a transposing keyboard instrument. Philips Technical Reviev, 1970, Vol. 31, No. 11/12, pp. 354—365.
12. Hollmann J.: Revolution in der Orgeltechnik durch integrierte Schaltungen. Funktechnik, 1972, Nr 20, S. 737—740.

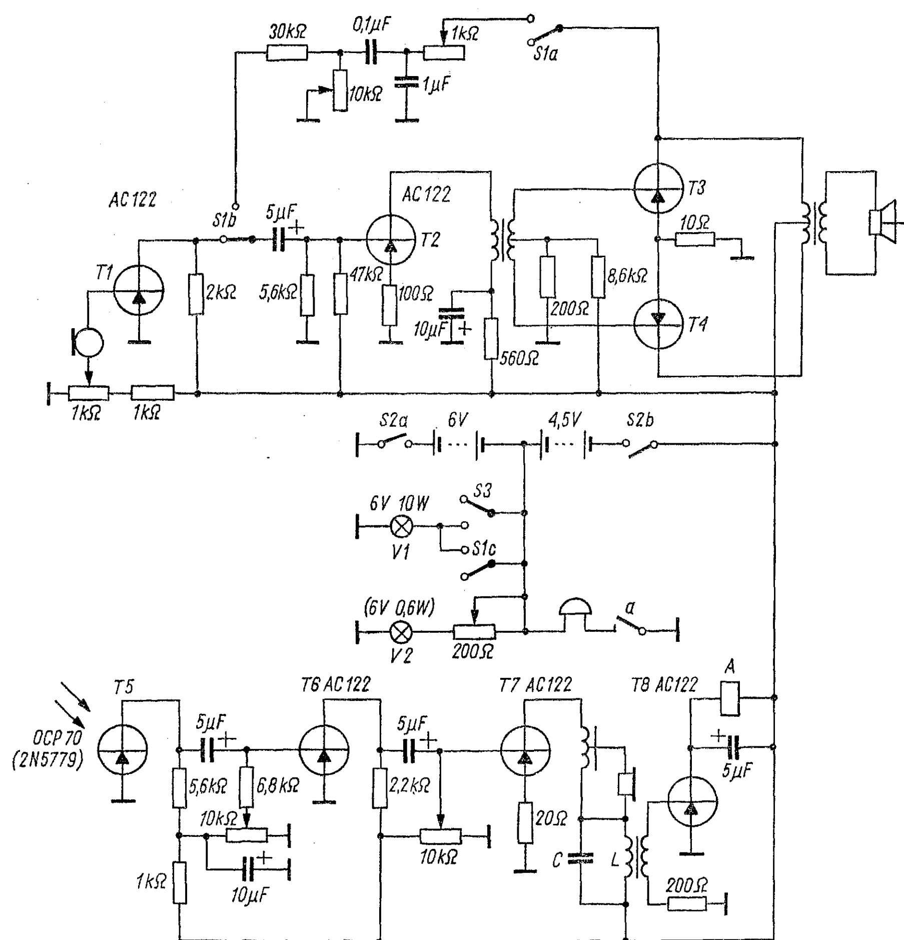
3 Urządzenia telekomunikacyjne

Wspólną cechę układów, zebranych w tym rozdziale, stanowi ich zastosowanie do łączności między dwoma punktami, w odróżnieniu od urządzeń radiofonicznych i telewizyjnych, przeznaczonych dla szerokiego kręgu odbiorców.

3.1 Telefon świetlny [1]

Układ telefonu świetlnego, przedstawiony na rys. 3-1, wykorzystuje prostą zasadę modulacji światła żarówki na drodze elektromechanicznej. Zasięg dwóch urządzeń tego typu, zbudowanych z prostymi układami optycznymi w postaci soczewek o średnicy 65 mm i ogniskowej 200 mm, wynosi od 1,5 do 2 km.

Modulatorem światła jest krótki cylinder z kartonu, przyklejony do cewki małego głośnika o mocy 100 mW, pozbawionego membrany. Oś głośnika została ustawiona prostopadle do osi optycznej układu nadawczego. Ponieważ żarówka jest zasilana prądem stałym, jej bezwładność nie ma znaczenia, co umożliwia zastosowanie żarówki dowolnej mocy. Pożądane są małe wymiary włókna dla osiągnięcia dużej sprawności ogniskowania i modulacji.
Jako mikrofonu użyto dynamicznej wkładki słuchawkowej o rezystancji 250 Ω z telefonu. We wzmacniaczu nadajnika można wprowadzić selektywne sprzężenie zwrotne dodatnie dla uzyskania drgań o częstotliwości około 200 Hz w celu ułatwienia korespondentom ustawienia właściwego kierunku układów optycznych.
Osobny wzmacniacz odbiorczy zawiera tranzy-

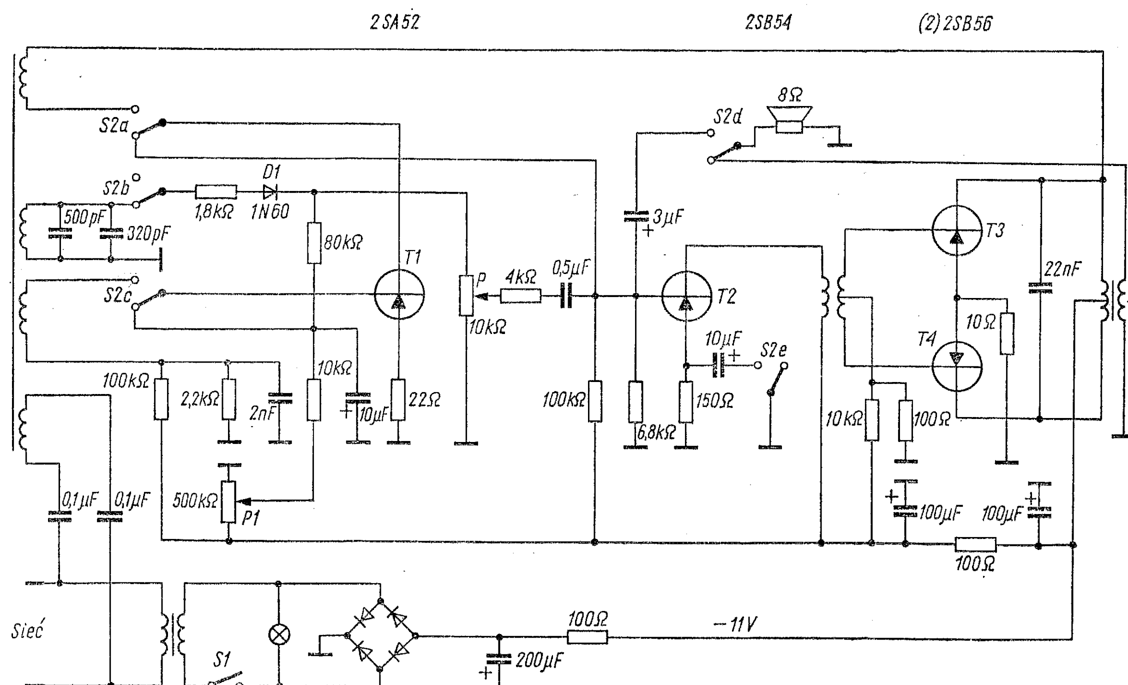


Rys. 3-1. Schemat telefonu świetlnego z modulatorem elektromechanicznym. Przełącznik SI narysowany w położeniu „praca". Jego drugie położenie służy do ustawiania kierunku i przywoływania korespondenta [1]

story *T5* do *T8*. Tranzystor *T5* pełni rolę przetwornika. Może to być dowolny tranzystor germanowy w przeźroczystej obudowie szklanej. Lepsze rezultaty daje zastosowanie fototranzystora krzemowego, spolaryzowanego wstępnie słabym strumieniem światła z żarówki *V2*.
Obciążenie tranzystora *T7* stanowi słuchawka telefoniczna, włączona autotransformatorowo. Dodatkowo w obwodzie kolektora tego tranzystora znajduje się obwód rezonansowy, nastrojony na częstotliwość, jaką wytwarza wzmacniacz nadawczy. Tranzystor *T8*, którego obwód bazy jest sprzężony transformatorowo z obwodem rezonansowym, pełni rolę detektora tonu sygnałowego i steruje przekaźnik, włączający dzwonek dla przywoływania obsługi.
Wyłącznik *S2* służy do włączania zasilania. Przy nadawaniu dodatkowo zostaje włączona żarówka *V1* za pomocą przycisku *S3*.
Dostateczne wyniki można osiągnąć również przy zastosowaniu słabszej żarówki, np. w przypadku użycia żarówki 6 V, 3 W, zasięg wynosił 1000 m.

3.2. Interkom sieciowy

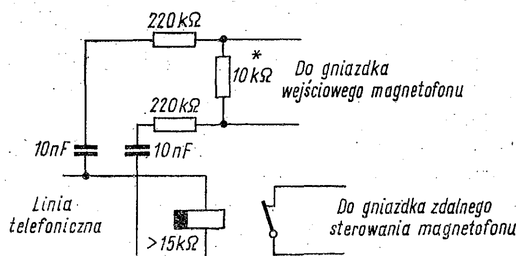
Interkom, którego schemat przedstawiono na rys. 3-2, stanowi urządzenie japońskie, sprzedawane w Europie pod firmą różnych dystrybutorów. Jego zaletą jest niezależność od linii transmisyjnej, której rolę pełnią przewody sieciowe, dzięki wykorzystaniu częstotliwości nośnej, wynoszącej około 200 kHz. Sieć jest również źródłem zasilania urządzenia.
Wyłącznik zasilania *S1* znajduje się po stronie wtórnej transformatora sieciowego ze względu na to, że jest to wyłącznik miniaturowy, połączony z potencjometrem siły głosu *P2* i nie można go użyć do przerywania obwodu o napięciu 220 V.
Przełącznik *S2* służy do przełączania funkcji urządzenia przy nadawaniu i odbiorze. Na schemacie przedstawiono go w położeniu „odbiór”. Podczas odbioru dioda *D1* dokonuje detekcji sygnału na obwodzie rezonansowym, sprzężonym z linią. Dioda otrzymuje polaryzację wstępną z potencjometru *P1*, którym można ustawić próg czułości, eliminujący szumy przy braku sygnału. Tranzystor *T1* przy odbiorze pozostaje w układzie jedynie po to, aby nie dopuścić do zmiany punktu pracy pozostałych tranzystorów i dla tłumienia trzasków. W czasie nadawania, głośnik zostaje włączony do wejścia tranzystora *T2* i pełni rolę mikrofonu. Wzmocnienie tego tranzystora zwiększa włączenie kondensatora blokującego rezystor emiterowy.
Tranzystor *T1* pracuje jako modulowany generator częstotliwości 200 kHz ze sprzężeniem zwrotnym indukcyjnym i indukcyjnym sprzężeniem obwodu rezonansowego. Napięcie modulacji pochodzi wprost z kolektora tranzystora *T3*.



Rys. 3-2. Schemat japońskiego interkomu typu SD 604

3.3 Przystawka do magnetofonu kasetowego dla rejestracji automatycznej rozmów telefonicznych

Prostota obsługi magnetofonu kasetowego, który może być włączany przez zamknięcie jednego obwodu, umożliwia jego łatwe przystosowanie do automatycznej rejestracji rozmów telefonicznych, jak na rys. 3-3.

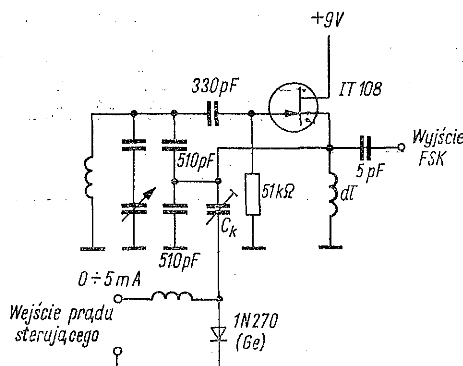


Rys. 3-3. Schemat najprostszego układu do automatycznej rejestracji rozmów telefonicznych

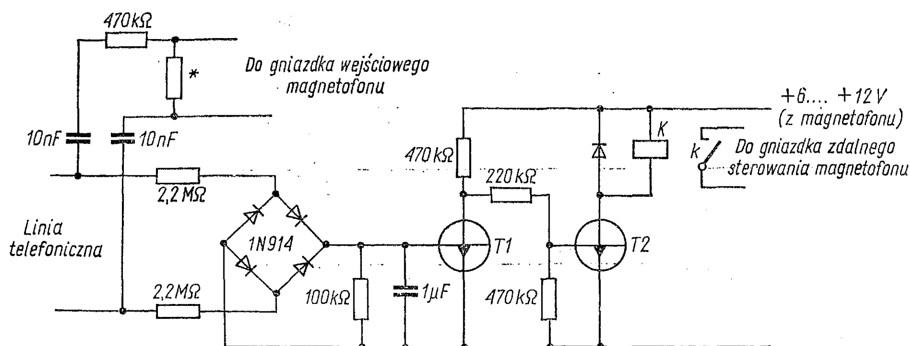
Gdy słuchawka spoczywa na widełkach, napięcie sieci telefonicznej wynosi 60 V. W czasie rozmowy napięcie ma wartość około 6 V. Dla automatycznej rejestracji rozmów wystarczy kontrolować napięcie przekaźnikiem, którego normalnie zamknięte zestyki załączają zasilanie magnetofonu. Prąd przekaźnika musi być na tyle mały, aby układ liniowy centrali nie interpretował go jako podniesienie słuchawki. Dla podtrzymywania przekaźnika przy wybieraniu numeru, przekaźnik powinien mieć opóźnienie odpadania.
Sygnał akustyczny i impulsy z tarczy numerowej są doprowadzone do wejścia magnetofonu przez kondensatory oddzielające o wysokim napięciu znamionowym oraz tłumik, dopasowujący poziom sygnału do czułości wejścia. Wygodnie przy tym korzystać z wejścia o małej czułości, zaopatrzonego w wewnętrzny tłumik.
Bardziej rozbudowany układ przystawki przedstawiono na rys. 3-4. Dzięki zastosowaniu tranzystorów do sterowania przekaźnika, prąd czerpany z linii telefonicznej jest znikomo mały. Układ diod uniezależnia działanie przystawki od polaryzacji napięcia linii. W celu zmniejszenia poboru prądu przez przystawkę, przekaźnik jest wzbudzony tylko podczas rozmowy. Do tego celu służy tranzystor $T1$, nasycony przy odwieszonej słuchawce. Po podniesieniu słuchawki tranzystor $T1$ przestaje przewodzić, a zostaje nasycony tranzystor $T2$, powodując przyciągnięcie przekaźnika języczkowego i załączenie magnetofonu. W celu zapewnienia poprawnego działania układu przy dużych wartościach rezystancji, tranzystory powinny mieć odpowiednio duże wzmocnienie. Szczególnie tranzystor $T2$ może być zastąpiony układem Darlingtona.

3.4 Radiodalekopis

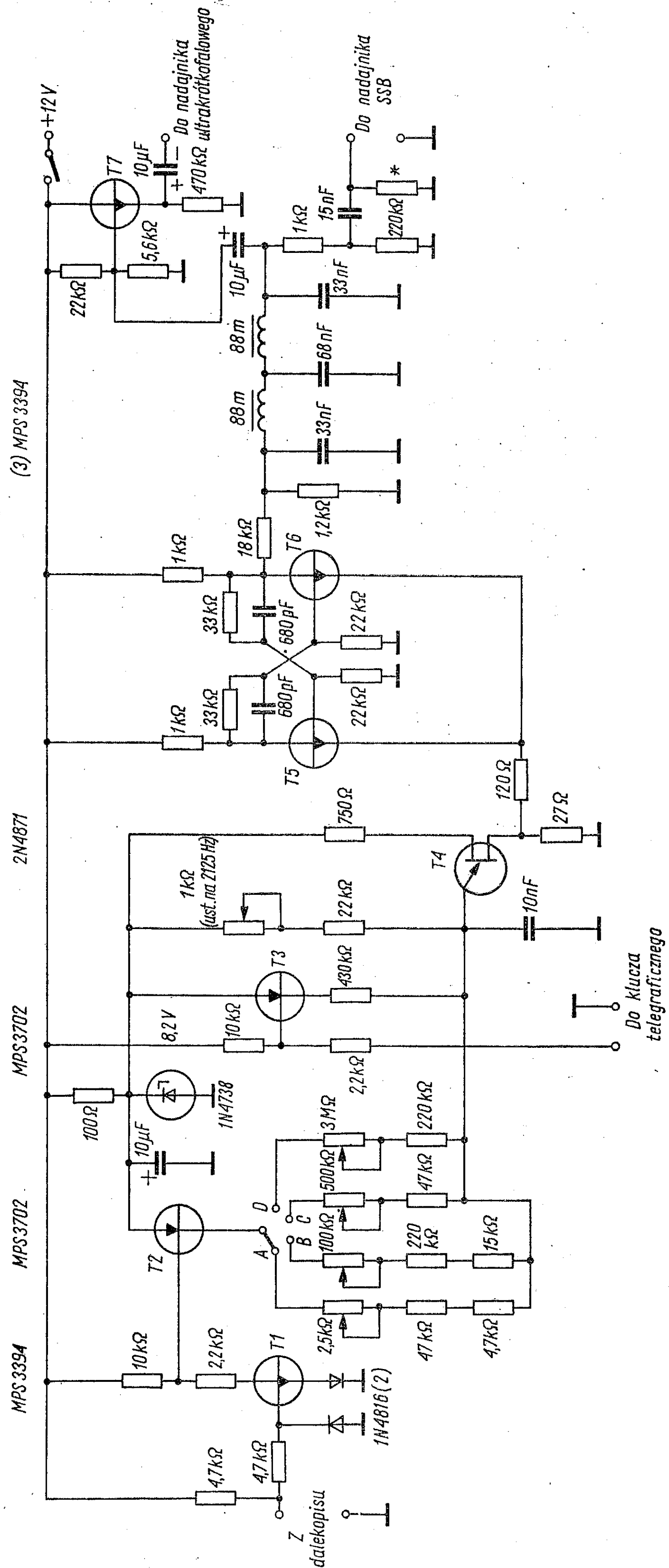
Przesyłanie sygnałów dalekopisowych drogą radiową odbywa się za pośrednictwem kluczowania przesuwu częstotliwości (FSK). W celu ograniczenia pasma częstotliwości, zajmowanego



Rys. 3-5. Przykład przystosowania generatora nadajnika telegraficznego do kluczowania przesuwu częstotliwości. Pojemność kondensatora C_k dobiera się tak, by uzyskać wymagane wartości przesuwu



Rys. 3-4. Przystawka tranzystorowa do automatycznego włączania magnetofonu [2]



Rys. 3-6. Układ do generacji sygnału radiodalekopisowego AFSK wg Hoffa [3]

przez tę służbę, przepisy wymagają, aby wartość przesuwu nie przekraczała 900 Hz. W łączności amatorskiej przyjęło się stosowanie przesuwu 850 Hz, a ostatnio coraz częściej — 170 Hz.

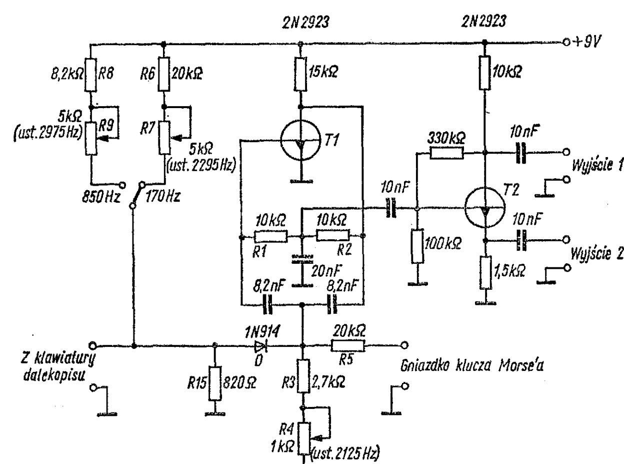
Dalekopis nadający emituje sygnał, złożony z ciągu zwarć zestyków (znaków) i przerw, w których zestyki są otwarte. Dla przystosowania tego sygnału do łączności radiowej na falach krótkich, nadajnik powinien wytwarzać określoną częstotliwość podczas przerwy, a w czasie nadawania znaku — częstotliwość mniejszą (lub większą) o 850 Hz, względnie 170 Hz od częstotliwości przerwy.

Prostym sposobem uzyskania kluczowania przesuwu częstotliwości w nadajniku telegraficznym jest włączenie dodatkowej pojemności do obwodu jego generatora za pomocą przełącznika diodowego, sterowanego prądem, jak to ilustruje przykład przedstawiony na rys. 3-5.

Na falach ultrakrótkich jest dopuszczalne stosowanie kluczowania przesuwu częstotliwości akustycznej, która następnie moduluje częstotliwość nośną (AFSK). Ten sposób manipulacji stosuje się w nadajniku jednowstęgowym, również na falach krótkich, jednak wówczas występuje tylko jedna częstotliwość na raz, a nie widmo częstotliwości, typowe dla modulacji amplitudy. Na rysunku 3-6 przedstawiono układ generatora sygnału AFSK, skonstruowany przez I. Hoffa [3]. Urządzenie umożliwia uzyskanie standardowych wartości przesuwu 850 Hz, 170 Hz, oraz dowolnych wartości w granicach od 150 do 860 Hz, względnie od 20 do 180 Hz. Wartość przesuwu wybiera się czteropołożeniowym przełącznikiem. Tranzystor *T1* zamienia sygnał w postaci zamknięcia zestyków dalekopisu na sygnał napięciowy w obwodzie kolektora. Generator relaksacyjny z tranzystorem jednozłączowym *T4* wytwarza w stanie spoczynkowym (przy zwartych zestykach dalekopisu) częstotliwość znaku 2125 Hz. Tranzystory *T1* i *T2* przy tym nie przewodzą. Otwarcie zestyków powoduje nasycenie tranzystorów *T1* i *T2*. Tranzystor *T2* włącza przy tym do obwodu generatora dodatkową rezystancję, wybraną przełącznikiem, powodując wzrost częstotliwości generatora do wartości, odpowiadającej przerwie, np. 2975 Hz przy przesuwie 850 Hz. Przebieg na wyjściu generatora z tranzystorem jednozłączowym ma postać krótkich impulsów i wymaga przetwarzania dla nadania mu kształtu sinusoidy. W tym celu impulsy z tranzystora *T4* sterują przerzutnik z tranzystorami *T5* i *T6*, który dostarcza przebiegu prostokątnego. Napięcie prostokątne z kolektora tranzystora *T6* po przejściu przez filtr dolnoprzepustowy *LC* zostaje pozbawione harmonicznych i przybiera wymagany kształt sinusoidy. W filtrze zastosowano cewki toroidalne o indukcyjności 88 mH, stosowane w teletransmisji przewodowej. Ze względu na ich dostępność, są one często używane w układach amatorskich. Filtr jest z obu stron dopasowany do rezystancji 1 kΩ. Ponieważ przerzutnik dzieli częstotliwość sygnału sterującego przez 2, wszystkie częstotliwości przed nim muszą być dwukrotnie większe, niż częstotliwości wyjściowe.

Przepisy radiowe wymagają przy amatorskiej łączności dalekopisowej okresowej identyfikacji stacji nie tylko w kodzie dalekopisowym, ale również w kodzie Morse'a. Do tego celu służy tranzystor *T3*, spełniający rolę przełącznika, który włącza do obwodu generatora rezystor 430 kΩ i powoduje niewielkie przesunięcie częstotliwości przy zamknięciu klucza telegraficznego. Sygnały wyjściowe przyrządu różnią się dostępnym poziomem napięcia. Sygnał wyjściowy przeznaczony do połączenia z nadajnikiem SSB, ma napięcie wyjściowe dobrane do napięcia uzyskiwanego z mikrofonu.

W generatorze Antanaitisa (rys. 3-7) uproszczenie układu osiągnięto przez zastosowanie prostego generatora z obwodem typu „podwójne T", który wytwarza bezpośrednio napięcie sinusoidalne, eliminując konieczność formowania i filtrowania przebiegów.

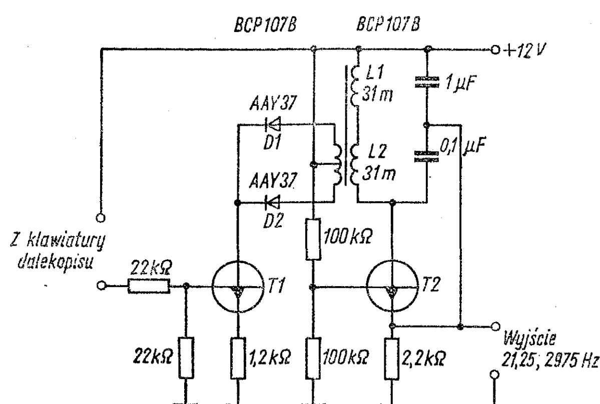


Rys. 3-7. Schemat generatora AFSK wg Antanaitisa [4]

Przy zwartych zestykach dalekopisu i otwartym kluczu telegraficznym, dioda *D* nie przewodzi i w układzie selektywnym są czynne jedynie rezystory *R1*, *R2* oraz *R3* i *R4*. Za pomocą *R4* ustawia się częstotliwość 2125 Hz. Włączenie rezystora *R5* za pomocą klucza telegraficznego załączonego równolegle do *R3* i *R4* zmienia częstotliwość na około 2225 Hz do identyfikacji alfabetem Morse'a. Otwarcie zestyków dalekopisu powoduje włączenie do obwodu wyznaczającego

częstotliwość rezystancji diody, połączonej szeregowo z kombinacją rezystorów *R15, R6, R7* i zmianę częstotliwości do wartości 2295 Hz, względnie 2975 Hz przy włączeniu rezystorów *R8* i *R9* w drugim położeniu przełącznika wyboru przesuwu. Głównym czynnikiem, wpływającym na zmianę częstotliwości generatora, jest rezystancja przewodzącej diody, zmieniana przez zmianę napięcia polaryzacji.

Jeszcze prostszy jest układ generatora z rys. 3-8 wykorzystujący pomysł Gibbsa [5]. Stopień z tranzystorem *T2* w układzie generatora Col-

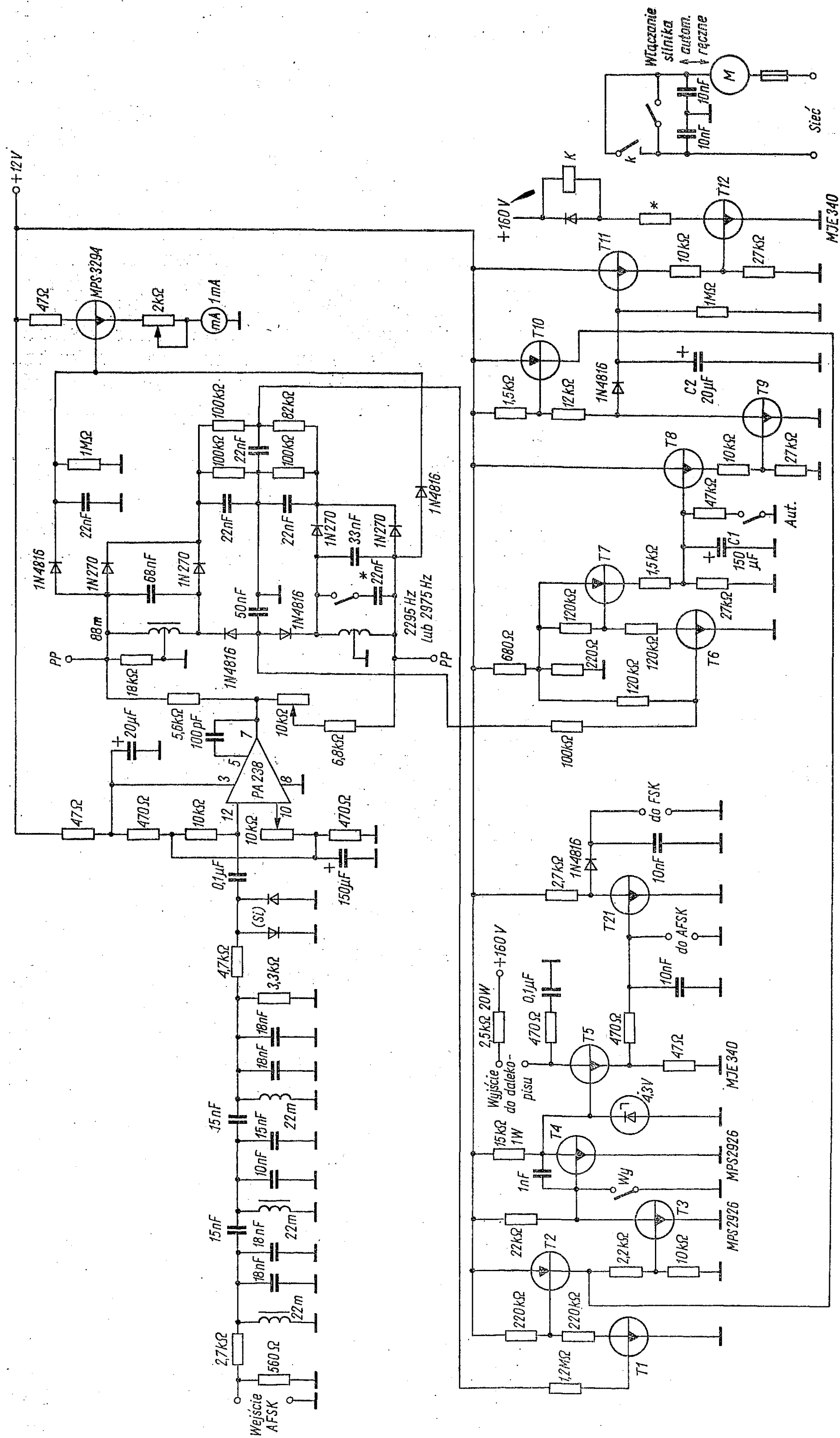


Rys. 3-8. Układ generatora AFSK z kluczowaniem indukcyjności przy użyciu diod sterowanych prądem

pittsa wytwarza częstotliwości 2125 Hz przy szeregowym połączeniu indukcyjności *L1* i *L2*. Tranzystor *T1* jest przy tym odcięty, nie przewodzą również diody *D1* i *D2*, ze względu na to, że dla napięcia zmiennego z wtórnego uzwojenia cewki *L2* są one połączone szeregowo w przeciwnych kierunkach. Zamknięcie zestyków dalekopisu polaryzuje tranzystor *T1* w kierunku przewodzenia, przy czym wartość prądu kolektora określa napięcie na bazie i wartość rezystora w obwodzie emitera. Prąd kolektora tranzystora *T1* płynie również przez diody, nasycając je, co powoduje zwarcie uzwojenia wtórnego indukcyjności *L2* i wyłączenie cewki *L2* z obwodu generatora. Częstotliwość rośnie do 2975 Hz. Kluczowanie indukcyjności diodami nie wywołuje zakłóceń w pracy generatora, bo prądy stałe w obu połówkach uzwojenia wtórnego znoszą się. Zastosowany układ generacyjny o niezablokowanych dużych rezystorach w obwodzie bazy cechuje duża stałość częstotliwości i niezależność amplitudy od wartości indukcyjności, a także dobry kształt napięcia wyjściowego. Cewki generatora wygodnie nawinąć na rdzeniach kubkowych. Ułatwia to dostrojenie układu do wymaganych częstotliwości. Wartości częstotliwości znaku i przerwy powinny być zachowane możliwie dokładnie, nawet przy nadawaniu jednowstęgowym, bo wiele układów odbiorczych wykazuje niewielką tolerancję na wartość częstotliwości, a jej korygowanie przy odbiorze wymagałoby przestrajania odbiornika przy przejściu z sygnału mowy na sygnał dalekopisowy.

Przy odbiorze, dalekopis łączy się z odbiornikiem za pośrednictwem układu zamieniającego sygnał AFSK na sygnał przełącznikowy, umożliwiający sterowanie prądu w uzwojeniach elektromagnesu dalekopisu. Typowa rezystancja elektromagnesu wynosi 180 Ω przy prądzie sterującym 20 mA, lub 45 Ω przy prądzie 60 mA. Wprawdzie spadek napięcia na cewce elektromagnesu w stanie ustalonym nie przekracza 3,6 V, indukcyjność cewki elektromagnesu wejściowego zmusza do stosowania znacznie większego napięcia dla uzyskania małych zniekształceń impulsów prądowych, których typowa długość wynosi 20 ms. Zazwyczaj zasilacz dostarcza napięcia stu kilkudziesięciu woltów, a w szereg z cewką włącza się rezystor, zapewniający ustalenie odpowiedniej wartości prądu. Inne możliwe rozwiązanie stanowi zastosowanie generatora stałego prądu, co jest oczywiście znacznie droższe od rezystora.

Często wykorzystywaną funkcją przystawki odbiorczej radiodalekopisu jest automatyczne załączanie silnika dalekopisu przy odbiorze sygnałów, co umożliwia pozostawienie urządzenia bez dozoru bez ryzyka jego uruchomienia zakłóceniami. Klasycznym rozwiązaniem przystawki odbiorczej jest przedstawione na rys. 3-9 urządzenie „Mainline ST-3" Hoffa [6], naśladowane przez licznych amatorów. Urządzenie jest przystosowane do przesuwu 850 i 170 Hz, umożliwia automatyczne załączenie silnika, sterowanie generatora FSK, względnie AFSK i zawiera wskaźnik dostrojenia, ułatwiający strojenie odbiornika na falach krótkich dla uzyskania właściwych częstotliwości sygnału akustycznego. Filtr pasmowy na wejściu układu eliminuje częstotliwości leżące poza pasmem sygnału AFSK. Indukcyjności filtru tworzą dławiki z rdzeniami toroidalnymi. Sygnał wejściowy pochodzi z wyjścia odbiornika o impedancji 500 Ω. Dodatkowe uzwojenie o 30 zwojach na pierwszym dławiku filtru umożliwia połączenie go z niskoomowym uzwojeniem transformatora głośnikowego. Sygnał z wyjścia filtru jest ograniczany przez wzmacniacz operacyjny, pracujący bez sprzężenia zwrotnego. Przed nadmiernym poziomem napięcia na wejściu wzmacniacza chronią dwie diody krzemowe. Typ wzmacniacza operacyjnego, użyty jako ogranicznik nie ma większego znaczenia. Wartość międzyszczytowa ograniczonego przebiegu wynosi około 10 V. Sygnał ten zostaje doprowadzony do układu detekcyj-



Rys. 3-9. Przystawka odbiorcza radiodalekopisu Mainline ST-3

nego przez rezystory oddzielające małą impedancję wzmacniacza operacyjnego od obwodów rezonansowych i określające ich szerokość pasma. Wynosi ona 180 Hz przy spadku wzmocnienia o 3 dB i 290 Hz przy 6 dB.

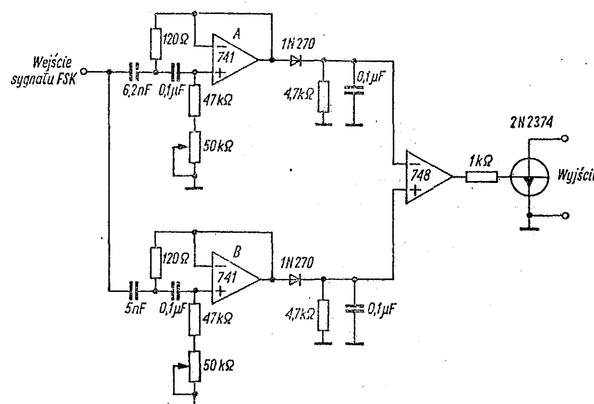
Detektor jest przystosowany do przesuwu 850 Hz, może być jednak używany również przy mniejszych wartościach przesuwu, jeżeli odbiornik zostanie dostrojony tak, aby obie częstotliwości sygnału wypadały między częstotliwościami, na które są nastrojone obwody rezonansowe. Można również zamknąć wyłącznik, który włącza dodatkową pojemność do jednego z obwodów, przestrajając go z 2975 do 2295 Hz, co odpowiada wartości przesuwu 170 Hz. Suma wyprostowanych napięć z obu obwodów rezonansowych steruje miernik dostrojenia za pośrednictwem tranzystora *T31*.

Filtr amplitudy z tranzystorami *T1* do *T3* zapewnia dwustanowe działanie układu wyjściowego nawet przy powolnych zmianach napięcia za detektorem. Wartość progowa filtru amplitudy odpowiada częstotliwości 2210 Hz. Odstrojenie o 2 Hz wokół tej częstotliwości powoduje zmianę prądu tranzystora wyjściowego *T21* od nasycenia do odcięcia. Dopuszczalne napięcie kolektora tranzystora *T5* wynosi 300 V. Dioda Zenera ustala poziom napięcia na bazie tranzystora wyjściowego, ograniczając prąd wyjściowy. Gniazdka wyjściowe, oznaczone AFSK i FSK umożliwiają retransmisję sygnału przez kluczowanie częstotliwości nadajnika sygnałem odbieranym.

Tranzystory *T6* do *T12* pracują w układzie automatycznego załączania silnika. Działanie tego układu jest oparte na kryterium stałej obecności sygnału, który może pochodzić z detektora znaku. Przy braku sygnału przewodzą tranzystory *T6* do *T10*. Kondensator 150 μF w obwodzie bazy tranzystora *T8* zostaje naładowany do napięcia około 3 V. Napięcie nasycenia tranzystora *T9* jest mniejsze od napięcia progowego diody w obwodzie bazy tranzystora *T11*, wobec czego tranzystory *T11* i *T12* pozostają odcięte, a obwód silnika jest przerwany. Tranzystor *T10* bocznikuje tranzystor *T2* w filtrze amplitudy, sprowadzając układ do stanu spoczynkowego, odpowiadającego znakowi.

Pojawienie się sygnału powoduje wystąpienie ujemnego napięcia na wyjściu detektora i odcięcie tranzystorów *T6* i *T7*. Kondensator *C1* rozładowuje się przez rezystor 27 kΩ. Kiedy napięcie na nim spadnie do 1,7 V, przestają przewodzić tranzystory *T8* do *T10*, a zostają nasycone tranzystory *T11* i *T12*, włączając silnik. Po zniknięciu sygnału silnik pozostaje włączony przez 25 do 30 s dzięki ładunkowi kondensatora *C2*. Stała czasowa ładowania kondensatora *C1* wynosi około 3 s, a stała czasowa rozładowania — około 1 s.

Zastosowanie wzmacniaczy operacyjnych umożliwia znaczne uproszczenie konstrukcji demodulatora radiodalekopisowego, jak to ilustruje rys. 3-10. Układ wymaga sygnału o napięciu



Rys. 3-10. Demodulator FSK ze wzmacniaczami operacyjnymi [7]

1,2 V ze źródła o małej impedancji. Wzmacniacze *A* i *B* pracują jako filtry aktywne. Pierwszy jest nastrojony na częstotliwość 2025 Hz i wyodrębnia sygnał przerwy, drugi ma częstotliwość rezonansową 2225 Hz i wykrywa obecność sygnału znaku. Po przejściu przez filtry aktywne, sygnały zostają poddane prostowaniu i filtracji, a następnie sterują różnicowo wzmacniacz operacyjny typu 748, pełniący funkcję filtru amplitudy. Wyjście tego ostatniego wzmacniacza steruje tranzystor przełącznikowy. Układ jest przystosowany do przesuwu 170 Hz lub mniejszego, może być jednak przestrojony znacznie łatwiej, niż układ z filtrami *LC*. Wzmacniacz operacyjny, sterowany różnicowo i nie zawierający sprzężenia zwrotnego, w najprostszy sposób zapewnia wymaganą dużą czułość filtru amplitudy. Nie jest w tym układzie potrzebna kompensacja, dlatego został użyty wzmacniacz typu 748, pozwalający na uzyskanie większej prędkości przełączania napięcia wyjściowego.

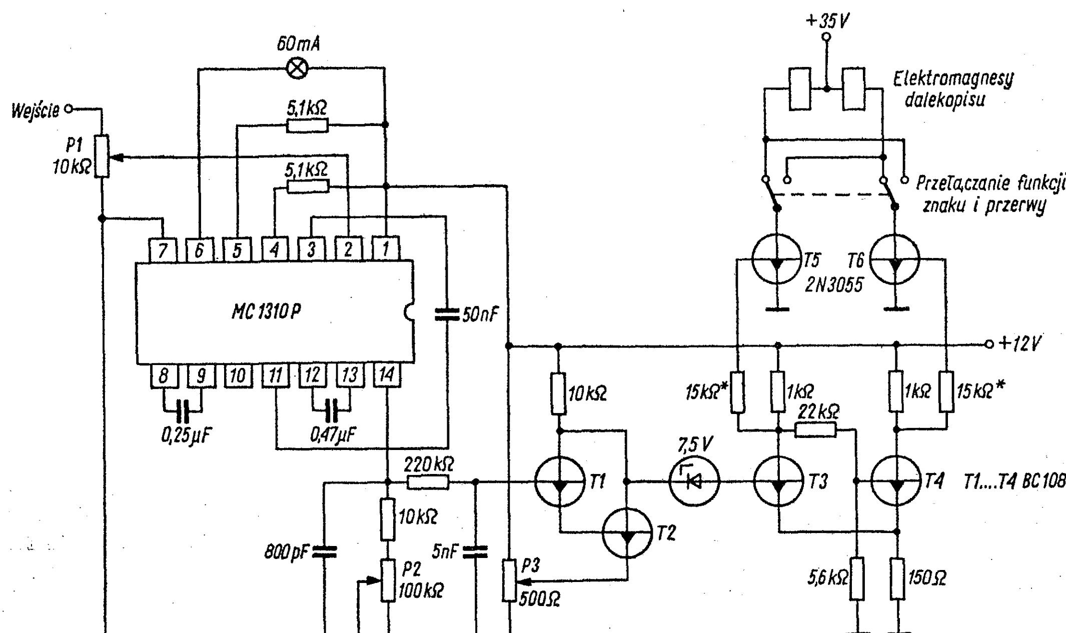
Przykładem zastosowania scalonego układu sprzężenia fazowego w detektorze FSK jest konstrukcja Tuke'a (rys. 3-11). Oprócz przetwarzania sygnału dalekopisowego, urządzenie umożliwia sterowanie odbiornika telekopiowego typu używanego do przesyłania map pogody lub podobnych ilustracji, w których nie występuje stopniowanie odcieni szarości. Rolę ogranicznika spełnia wzmacniacz typu CA 3076, przeznaczony do pracy w układach wielkiej częstotliwości. Ograniczanie zaczyna się już przy poziomie 50 μV. Detekcja sygnału FSK odbywa się

Rys. 3-11. Demodulator FSK ze scalonym ogranicznikiem i układem sprzężenia fazowego

w układzie scalonym sprzężenia fazowego, typu NE 560 B. Ze względu na to, że układ ten może śledzić zmiany częstotliwości, wynoszące do 30% ustawionej częstotliwości, dla opanowania przesuwu 850 Hz należy wybrać wartości częstotliwości znaku i przerwy nieco większe, niż to jest przyjęte w klasycznych układach. Zaletę układu ze sprzężeniem fazowym stanowi bardzo proste strojenie wstępne i duża tolerancja na zmiany sygnału wejściowego. Sygnał FSK zostaje doprowadzony do końcówki 12 układu NE 560 B, natomiast napięciowy sygnał wyjściowy występuje na końcówce 9. Część obciążenia stanowi tranzystor *T1*. Poczynając od pewnej wartości prądu wyjściowego, napięcie na tym tranzystorze jest w przybliżeniu stałe, co umożliwia połączenie dużego wzmocnienia układu ze zwiększoną odpornością na szumy.

Częstotliwość generacji bez sygnału wejściowego ustawia się potencjometrem *P1* przy wyłączonym potencjometrze *P2*, następnie potencjometrem *P2* ustawia się optymalny zakres synchronizacji, odpowiednio do stosowanej wartości przesuwu. Potencjometr *P3* służy do ustawienia wartości progowej filtru amplitudy, tak aby leżał on symetrycznie w stosunku do poziomów napięcia, odpowiadających znakom i przerwom sygnału dalekopisowego. Rolę filtru amplitudy pełni przerzutnik z tranzystorami *T2* i *T3*, sprzężonymi przez diodę Zenera *D1* w obwodzie emiterów. Poziom napięcia przed stopniem wyjściowym z tranzystorem *T4* jest przesunięty za pomocą drugiej diody Zenera, *D2*. Sterowanie dalekopisu odbywa się za pośrednictwem przekaźnika. Tranzystor *T5* działa jako przełącznik, sterowany napięciem z tranzystora *T3*. Umożliwia on sterowanie odbiornika telekopiowego, rozróżniającego jedynie brak lub obecność częstotliwości 2,5 kHz, pochodzącej z oddzielnego generatora, nie pokazanego na rysunku.

Innym przykładem zastosowania scalonego układu sprzężenia fazowego jest demodulator Beddoe'a (rys. 3-12). Wykorzystano w nim układ scalony, przeznaczony w zasadzie do pracy jako dekoder w stereofonicznych odbiornikach radiowych. Potencjometrem *P1* ustawia się poziom napięcia wejściowego dla uzyskania sprzężenia fazowego przy częstotliwości znaku i przerwy. Osiągnięcie sprzężenia fazowego sygnalizuje świecenie żarówki. Potencjometr *P2* umożliwia dobranie częstotliwości generatora przy braku sygnału, natomiast potencjometr *P3* służy do dobrania napięcia progowego filtru amplitudy z tranzystorami *T1* do *T4*. Przerzutnik, zawiera-

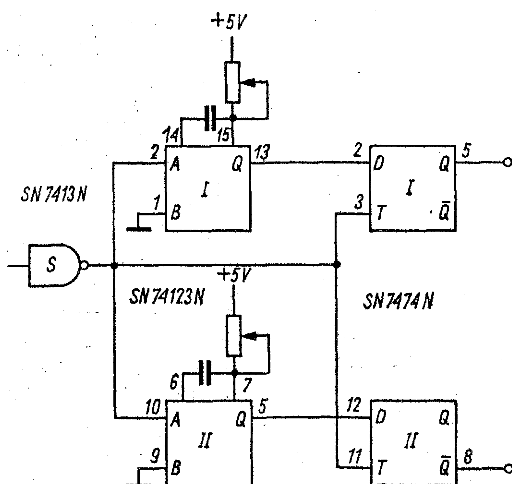


Rys. 3-12. Demodulator FSK wykorzystujący scalony dekoder stereofoniczny typu MC 1310 P [9]

jący tranzystory *T3* i *T4*, steruje stopień wyjściowy z tranzystorami *T5* i *T6*. Prąd płynący przez elektromagnesy dalekopisu ustawia się przez dobór rezystorów w obwodzie baz tranzystorów 2N3055.

W układach demodulatorów opisanych dotychczas detekcja częstotliwości znaku i przerwy odbywa się na drodze analogowej. Funkcje detektora i filtru amplitudy można połączyć w prostym układzie cyfrowym, przedstawionym na rys. 3-13. Przy sygnale częstotliwościowym, odpowiadającym normie TTL, do jego realizacji są potrzebne tylko dwie obudowy układów scalonych.

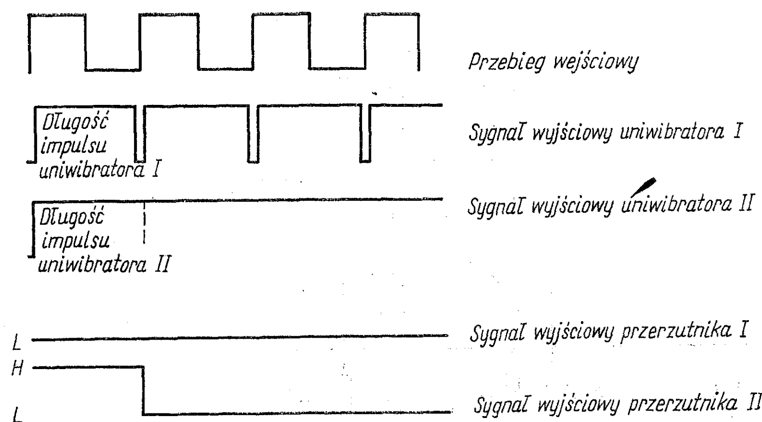
Przebiegi napięć, wyjaśniające pracę układu, przedstawiono na rys. 3-14. Przerzutnik typu



Rys. 3-13. Układ cyfrowy demodulatora FSK

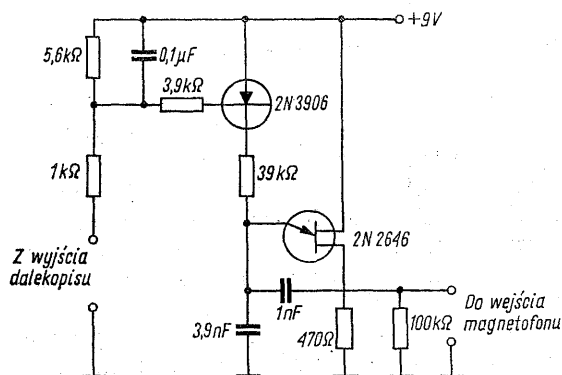
7474 reaguje na poziom sygnału na wejściu *D* w chwili odpowiadającej przedniej krawędzi dodatniego impulsu zegarowego. Uniwibrator typu 74123 jest pobudzany dodatnim zboczem na wejściu *A*. Jeżeli w czasie trwania impulsu uniwibratora na wejściu *A* wystąpi następne dodatnie zbocze, impuls zostaje przedłużony o następny okres uniwibratora. Pierwsze dodatnie zbocze przebiegu za przerzutnikiem wyzwala oba uniwibratory. Okres pierwszego z nich jest nieco krótszy od okresu drugiego, a oba mieszczą się między okresem częstotliwości znaku i okresem częstotliwości przerwy. Oscylogramy dotyczą przypadku, kiedy częstotliwość wejściową mieści się między wartościami progowymi. Ze względu na opóźnienie propagacji uniwibratora, poziom *H* dociera do wejścia *D* przerzutnika *I* później, niż do wejścia *T* tego przerzutnika i przerzutnik pozostaje w stanie *L*. Drugi uniwibrator ma długość impulsu większą od długości okresu częstotliwości wejściowej, w związku z czym na jego wyjściu ustala się poziom *L*. Następne dodatnie zbocze przebiegu wejściowego zmienia stan przerzutnika *II* w taki sposób, że na jego wyjściu $\bar{Q}$ występuje poziom *L*. Jeżeli częstotliwość sygnału jest większa lub mniejsza od obu wartości krytycznych, na jednym wyjściu układu występuje poziom *H*, a na drugim *L*, lub odwrotnie. Układ może pracować z jednym uniwibratorem, stanowiącym wzorzec długości okresu; zastosowanie dwóch uniwibratorów umożliwia zwiększenie odporności na zakłócenia.

Niekiedy występuje potrzeba zapisania tekstu w



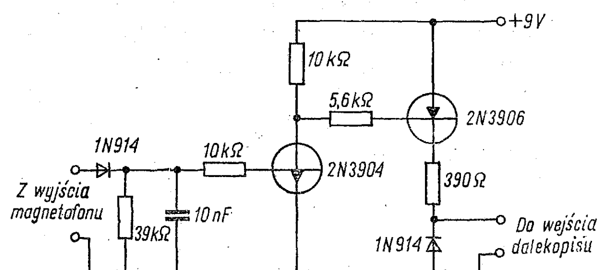
Rys. 3-14. Przebiegi napięć w układzie z rys. 3-13

taki sposób, aby było możliwe jego odtworzenie przy użyciu dalekopisu, np. w przypadku powtarzających się danych. Prosty układ służący do tego celu zaproponował Eckhard [10].
Na rysunku 3-15 przedstawiono generator aku-



Rys. 3-15. Przystawka do zapisu sygnałów dalekopisowych na magnetofonie

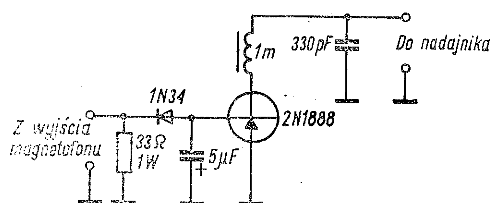
styczny z tranzystorem jednozłączowym, kluczowym przez zestyki dalekopisu za pośrednictwem tranzystora bipolarnego. Poziom sygnału z generatora powinien być dostosowany do wymagań magnetofonu. Kształt napięcia nie ma znaczenia.
Przystawka do odtwarzania zapisanego tekstu (rys. 3-16) jest dostosowana do sygnału wyjściowego dalekopisu o małym poziomie, np. z przekaźnikiem pośredniczącym. Sygnał z wyjścia głośnikowego magnetofonu jest prostowany i filtrowany ze stałą czasową, zapewniającą poprawną pracę przy tempie 10 znaków na sekundę (110 bitów/s).



Rys. 3-16. Przystawka do sterowania dalekopisu sygnałem z magnetofonu

3.5 Manipulacja nadajnika telegraficznego sygnałem z magnetofonu

Zastosowanie czytnika taśmy perforowanej do manipulacji nadajnika telegraficznego jest znane od dawna. Wadą tego rozwiązania jest konieczność stosowania specjalnych urządzeń, trudno dostępnych dla amatorów. Znacznie wygodniej można jako nośnika użyć taśmy magnetofonowej. Wymaga to jedynie prostej przystawki do zamiany sygnałów małej częstotliwości na sygnał przekaźnikowy. Ponieważ wytwarzanie sygnałów Morse'a z reguły odbywa się przy kontroli słuchowej, sygnał akustyczny jest dostępny bez potrzeby używania specjalnych urządzeń. Odtwarzanie tekstu z magnetofonu umożliwia bezpośrednią kontrolę przez operatora, a zwiększenie prędkości taśmy umożliwia osiągnięcie dużych prędkości nadawania, niedostępnych przy manipulacji ręcznej, a potrzebnych np. przy łączności na falach ultrakrótkich przy wykorzystaniu rozproszenia przez ślady meteorów. Dekodowanie tak przesłanego sygnału po stronie odbiorczej oczywiście również odbywa się przy użyciu magnetofonu, transponującego znaki do tempa dostępnego dla operatora.
W najprostszym układzie (rys. 3-17) tranzystor *pnp* jest sterowany napięciem z wyjścia głośnikowego magnetofonu, wyprostowanym przez jedną diodę i wygładzonym przez kondensator 5 µF. Kondensator włączony równolegle do gniazdka wyjściowego i dławik w obwodzie kolektora zapobiegają przenikaniu napięcia wielkiej częstotliwości do układu. Tranzystor prze-



Rys. 3-17. Przystawka do manipulacji nadajnika telegraficznego sygnałem z magnetofonu [11]

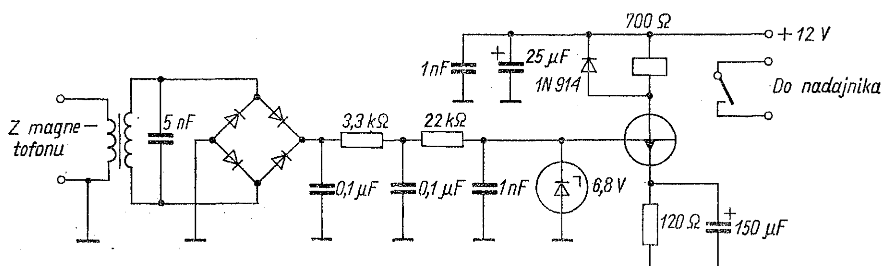
wodzi przy znaku. Można go wykorzystać do manipulacji przez uziemianie dolnego końca potencjometru, którym ustawia się napięcie siatki lampy w nadajniku. Kiedy koniec potencjometru nie jest uziemiony, na siatce lampy i na kolektorze tranzystora panuje pełne napięcie ujemnego źródła polaryzującego i lampa zostaje odcięta. Przy przewodzącym tranzystorze napięcie rośnie do wartości, przy której może płynąć prąd anodowy.

W układzie z rys. 3-18 manipulacja odbywa się za pośrednictwem przekaźnika, który może być włączony do dowolnego obwodu nadajnika. Dla wyeliminowania wpływu napięcia wielkiej częstotliwości przewód doprowadzający napięcie zasilające został zablokowany kondensatorem elektrolitycznym i kondensatorem przepustowym 1 nF. Sygnał o częstotliwości akustycznej z magnetofonu jest doprowadzony do uzwojenia pierwotnego transformatora podwyższającego. Napięcie z uzwojenia wtórnego jest prostowane dwupołówkowo i filtrowane przez filtr dwuczłonowy. Takie rozwiązanie zapewnia małe zniekształcenia znaków i zachowanie oryginalnego współczynnika wypełnienia. Dioda Zenera ogranicza napięcie dodatnie sterujące bazę tranzystora. Wszystkie końcówki tranzystora przechodzą przez dławiki ferrytowe, tłumiące prądy wielkiej częstotliwości z nadajnika.

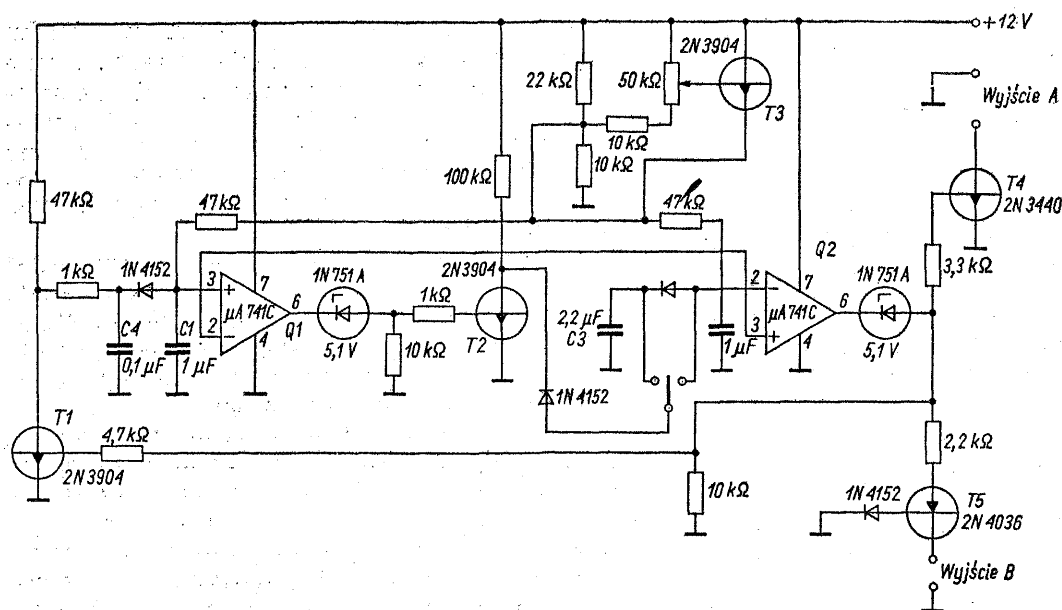
3.6 Klucz telegraficzny do nadajnika przenośnego [13]

Nadawanie znaków telegraficznych wymaga od operatora wprawy i natężenia uwagi, toteż od dawna stosuje się układy elektroniczne do formowania znaków, sterowane kluczem o ruchu poziomym, którego wychylenie w jedną stronę wyzwala wytwarzanie kropek, a w drugą stronę — kresek. Wprawdzie ich stosowanie zastępuje jeden rodzaj wprawy — drugim, są one jednak bardziej tolerancyjne na błędy operatora i mogą przyczynić się do poprawienia emitowanych znaków.

Układ kluczujący Haywarda (rys. 3-19) został skonstruowany z przeznaczeniem dla przenośnego nadajnika o zasilaniu bateryjnym, dlatego szczególną uwagę zwrócono na zapewnienie małego zużycia prądu. W stanie spoczynkowym, przy kluczu w położeniu środkowym, wzmacniacz operacyjny *Q1* jest nasycony do dodatniego napięcia wyjściowego. Kondensatory *C1* do *C4* pozostają naładowane. Dodatnie napięcie na wejściu odwracającym wzmacniacza *Q2* utrzymuje napięcie zbliżone do zera na jego wyjściu, odcinając oba tranzystory wyjściowe, *T4* i *T5*. Przechylenie klucza do położenia odpowiadającego kropkom rozładowuje kondensator *C2* przez tranzystor *T2*. Na wyjściu wzmacniacza *Q2* pojawia się napięcie dodatnie, które powoduje włączenie tranzystorów wyjściowych i nasycenie tranzystora *T1*, rozładowującego kondensator *C1*. Napięcie na wyjściu wzmacniacza *Q1* spada i odcina tranzystor *T2*. Kondensatory *C1* i *C2* są ponownie ładowane prądem tranzystora *T3*, ustawianym potencjometrem w obwodzie bazy, którego położenie wyznacza tempo nadawania znaków. Przytrzymanie klucza w położeniu wychylonym nie dopuszcza do naładowania kondensatora tylko do chwili, w której zostanie odcięty tranzystor *T2*. W ten sposób następny element znaku jest wytwarzany po przerwie równej długości kropki. W drugim położeniu klucza, dzięki stałej czasowej, określonej przez sumę pojemności *C2* i *C3*, są wytwarzane kreski o długości trzy razy dłuższej od długości kropek. Przerwy między kreskami są nadal równe długości kropki, bo w obwodzie wejściowym wzmacniacza *Q1* znajduje się tylko kondensator *C1*. Rola kondensatora *C4* polega na wprowadzaniu opóźnienia 0,5 ms, koniecznego dla zapewnienia właściwej kolejności przełączania. Wyjście *A* umożliwia manipulację przez zwie-



Rys. 3-18. Inny układ przystawki do manipulacji nadajnika [12]

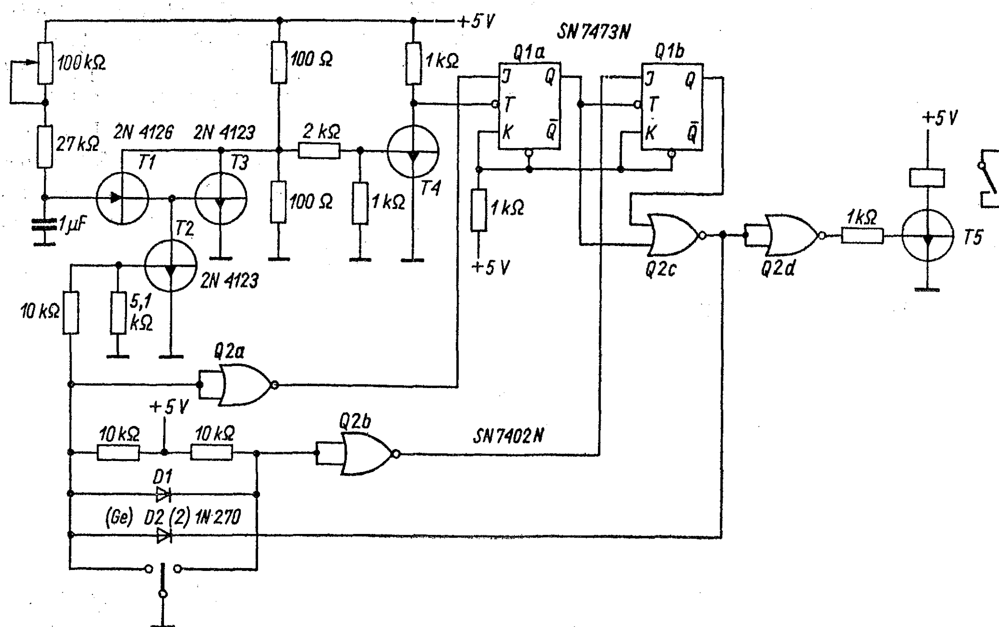


Rys. 3-19. Schemat klucza elektronicznego Haywarda

ranie dodatniego napięcia do ziemi przy prądzie nie przekraczającym 20 mA, natomiast wyjście *B* służy do kluczowania nadajników lampowych przez zamykanie obwodu ujemnego napięcia blokującego siatkę. Stosunek długości elementów znaków telegraficznych zależy od stosunku pojemności kondensatorów *C1, C2* i *C3*, co stanowi niedogodność układu. Powinny to być kondensatory tantalowe o pojemnościach tak dobranych, by uzyskać właściwy kształt znaków.

3.7 Klucz telegraficzny z cyfrowym formowaniem znaków [14, 15]

W układzie z rys. 3-20 prawidłową długość wszystkich elementów znaków telegraficznych zapewnia generator zegarowy. Generator tworzą tranzystory *T1* i *T3* w układzie odpowiadającym programowanemu tranzystorowi jednozłączowemu. W tym celu by początek znaku wy-



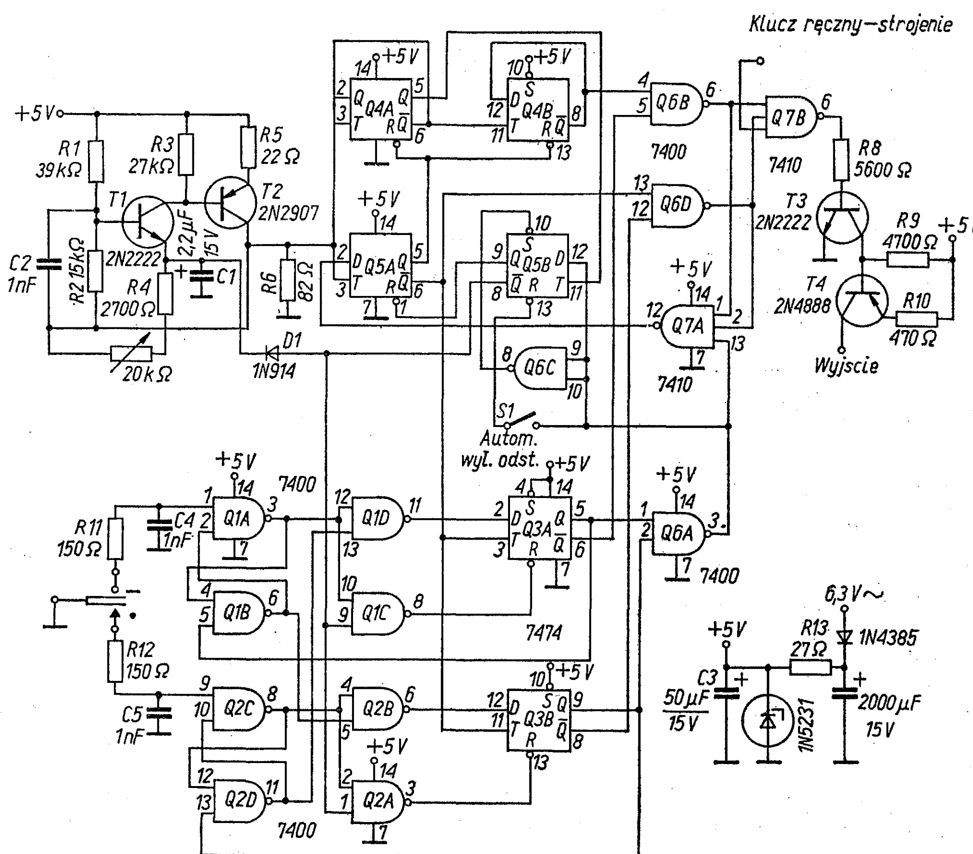
Rys. 3-20. Schemat klucza telegraficznego o długości elementów znaków, wyznaczonej przez generator zegarowy [14, 15]

stępował dokładnie w chwili naciśnięcia klucza, generator nie pracuje stale, lecz jest kluczowany tranzystorem *T2*. Naciśnięcie klucza w dowolną stronę powoduje odcięcie tranzystora *T2* i usuwa poziom *H* z wejścia bramki *Q2a*, pracującej jako inwertor. W przypadku włączenia kresek dodatnie napięcie jest zwierane poprzez diodę *D1*. Tranzystor *T4* jest inwertorem, dostarczającym krótkich impulsów dodatnich dla sterowania pierwszego przerzutnika. Przy wytwarzaniu kropek na wejściu *J* przerzutnika *Q1a* występuje poziom *H*, wskutek czego przerzutnik ten dzieli częstotliwość zegarową przez 2, formując kropki o współczynniku wypełnienia 0,5. Kropki przechodzą przez bramkę *Q2c* nie przerwy. Dioda *D2* zapobiega skracaniu elementów przy puszczeniu klucza przed skończeniem formowania elementu.

3.8 Klucz telegraficzny Accu-Keyer [16]

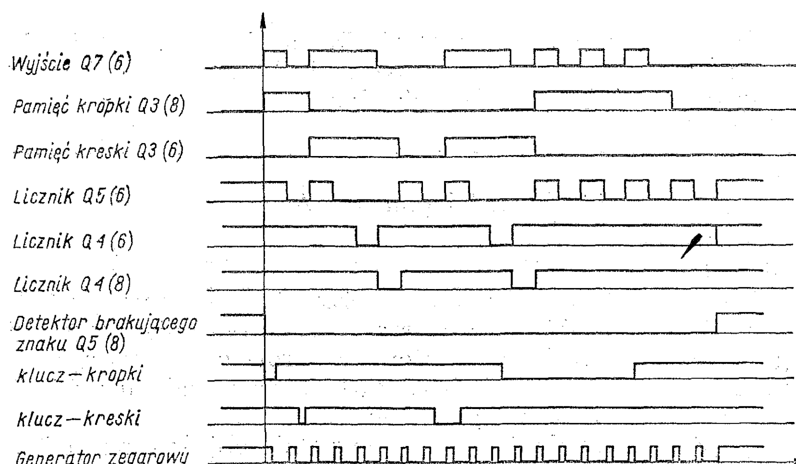
W układzie klucza, przedstawionym na rys. 3-21, znaki są wytwarzane synchronicznie z częstotliwością generatora zegarowego, kluczowanego przez diodę *D1*. Rozbudowa układu umożliwiła większą wygodę obsługi.

Działanie układu wygodnie objaśnić na podsta-



Rys. 3-21. Schemat klucza Accu-Keyer [16]

i inwertor *Q2d* do tranzystora wyjściowego *T5*, włączającego przekaźnik manipulujący. Przerzutnik *Q1b* nie pracuje przy wytwarzaniu kropek, bo na jego wejściu *J* panuje poziom *L*. Kiedy klucz jest włączony w drugą stronę, częstotliwość zegarowa jest dzielona przez dwa stopnie przerzutnikowe. Dzięki bramce *Q2c* przebiegi z pierwszego przerzutnika, o długości jednej kropki, i z drugiego przerzutnika — o długości dwóch kropek — są łączone w kreski o długości trzykrotnie większej od długości kropki, względwie oscylogramów z rys. 3-22. Przebieg zaczyna się od naciśnięcia klucza w stronę kropek, co powoduje zmianę stanu przerzutnika *R-S*, utworzonego z bramek *Q2c* i *Q2d*. Przerzutnik ten stanowi pamięć następnej kropki. Sygnał *H* na wyjściu bramki *Q2c* powoduje powstanie poziomu *L* na wyjściu bramki *Q2a*, czego konsekwencją jest skasowanie przerzutnika *Q3b*, tworzącego pamięć aktualnej kropki. Na wyjściu bramki *Q6a* pojawia się poziom *H*, a na wyjściu bramki *Q6c* — *L*, co powoduje ustawienie prze-



Rys. 3-22. Oscylogramy napięć w układzie z rys. 3-21

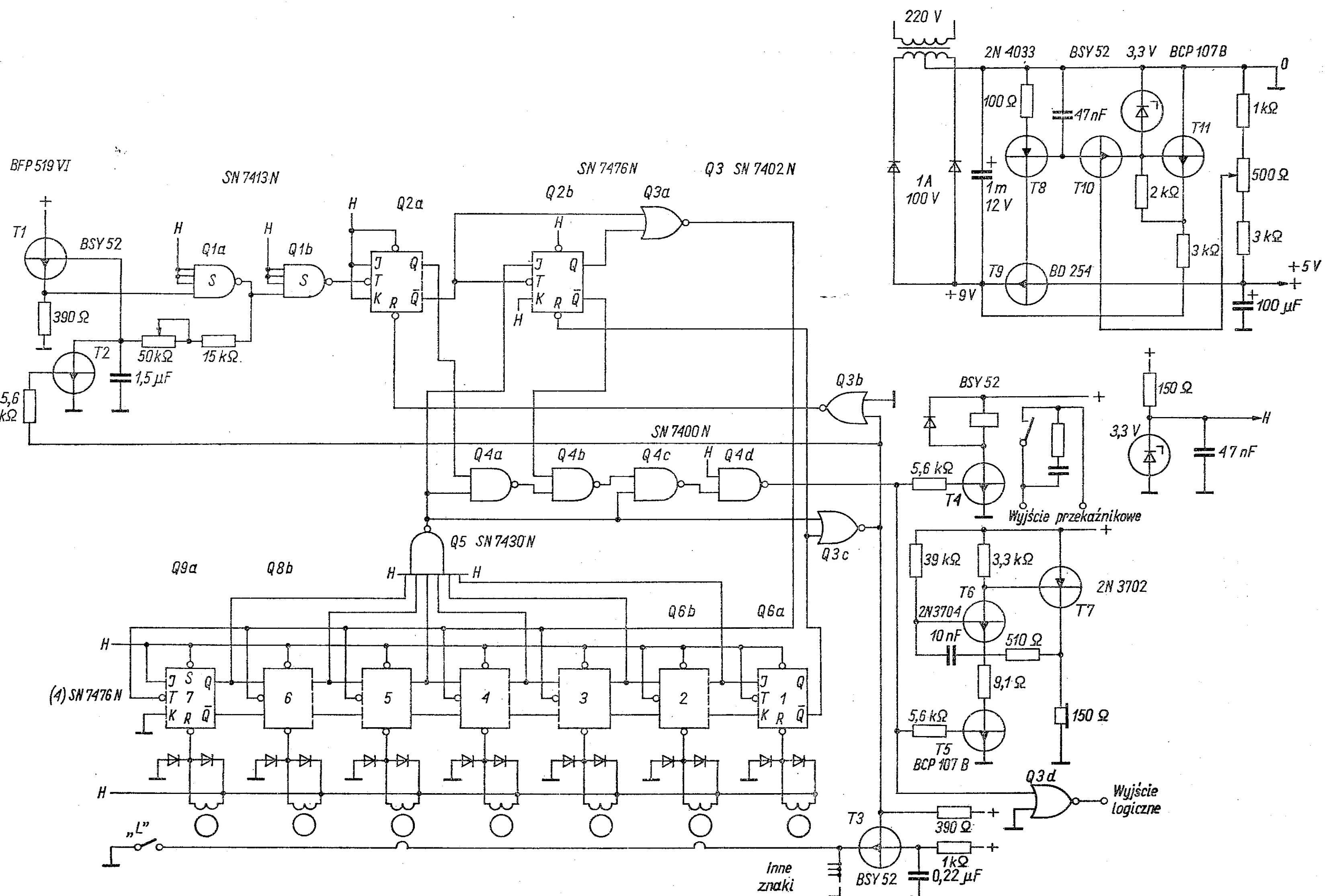
rzutnika *Q5b* i uruchomienie generatora zegarowego. Przed zamknięciem klucza kropek przerzutniki *Q5a*, *Q4a* i *Q4b* były utrzymywane w stanie skasowanym ($Q = L$) przez poziom *L* na wyjściu przerzutnika *Q5b*. Przerzutnik *Q5a* dzieli częstotliwość zegarową przez 2, formując kropkę. Sygnał z tego przerzutnika przechodzi przez bramkę *Q6d* i *Q7b* do tranzystorów wyjściowych. Zmiana stanu przerzutnika *Q3b* steruje bramkę *Q6d*, zapobiegając nadaniu następnej kropki, mimo dalszego działania przerzutnika *Q5a*. Wprowadzenie sygnału kreski do przerzutnika z bramek *Q1a* i *Q1b* wywołuje stan *L* na wejściu *D* przerzutnika *Q3a*, będącego pamięcią aktualnej kreski. Następny impuls zegarowy sprowadza przerzutnik *Q5a* do stanu *H*. Wyjście *Q* tego przerzutnika osiąga poziom *H*. Przerzutnik *Q5b* jest utrzymywany w stanie *H* przez cały czas nadawania znaku przez poziom *L* na jego wejściu *S*. Długość kreski określa przerzutnik *Q4a*, zmieniający stan na *L* na czas jednego okresu częstotliwości zegarowej. Taką samą długość ma przerwa, wprowadzana przez przerzutnik *Q4b*. Ponieważ pamięci nie zawierają informacji o następnym elemencie, przerwa z jednego okresu częstotliwości zegarowej zostaje przedłużona do trzech przez dodanie dwóch okresów, zliczanych przez przerzutnik *Q5a*. Zamknięcie wyłącznika *S1* sprawia, że generator zostaje zablokowany natychmiast po wykryciu braku zapamiętanego elementu przez bramkę *Q6a*. W tym położeniu wyłącznika klucz nie formuje automatycznie przerw między znakami. Przełącznik manipulacyjny umożliwia równoczesne zwarcie zestyków kropek i kresek. Układ interpretuje to jako sygnał do nadawania na przemian kropek i kresek. Zamknięcie drugiej pary zestyków podczas trzymania pierwszej umożliwia wprowadzenie pojedynczej kropki do szeregu kresek i na odwrót. Do tego celu służą bramki *Q1d* i *Q2b*. Tranzystor wyjściowy jest przystosowany do manipulacji nadajnika napięciem siatki i powinien wytrzymywać napięcie występujące na gniazdku klucza przy przerwanym obwodzie.

3.9 Klawiszowy klucz telegraficzny Logikey (SP9AGQ)

Układy do formowania znaków telegraficznych, sterowane przełącznikiem kropek i kresek stanowią ułatwienie dla wprawnego operatora, ale przed opanowaniem ich obsługi mogą być bardziej uciążliwe i prowadzić do liczniejszych błędów niż klucz klasyczny. Znacznie doskonalsze rozwiązanie przedstawia klucz klawiszowy, w którym każdemu znakowi odpowiada oddzielny klawisz. Ze względu na to, że w takim urządzeniu nie stosuje się zmiany rejestru, jego obsługa jest prostsza, niż obsługa maszyny do pisania lub dalekopisu.

Układ klucza klawiszowego (rys. 3-23) zawiera mniej elementów od wielu konstrukcji kluczy typu „kropka-kreska", mimo użycia w nim jedynie układów scalonych o małej skali integracji (SSI). Ze względu na wymiary klawiatury, specjalne usiłowania zmniejszenia zespołów elektronicznych nie są uzasadnione, natomiast zastąpienie układów scalonych TTL przez układy typu CMOS umożliwiłoby zmniejszenie mocy zasilania i zwiększenie tolerancji na napięcie zasilania, a tym samym stosowanie klucza w nadajnikach przenośnych.

Większość konstrukcji kluczy klawiszowych wykorzystuje rejestr przesuwny, przy czym może on pracować w różnych układach. Jednym z najprostszych jest układ zaproponowany przez J. Ricksa i zastosowany w kluczu Bryanta [17]. Na tej samej zasadzie opracowano konstrukcję



Rys. 3-23. Schemat klucza Logikey

SP9AGQ. Rejestr przesuwny zawiera 7 ogniw, zbudowanych z przerzutników J-K, *Q6* do *Q9*. Częstotliwość zegarowa sterująca rejestr zmienia się w zależności od stanu rejestru. Jej okres może być równy długości kropki, albo długości kreski. O tym jaki znak jest wytwarzany, decyduje początkowy stan rejestru według następujących zasad:

1. Wprowadzenie stanu $L(Q = L)$ do n-tego ogniwa (licząc od końca) powoduje nadanie $n-1$ kropek.
2. Kiedy w stanie L znajduje się pierwsze i dowolne inne ogniwo, jest wytwarzana kreska.
3. Jeżeli w stanie L znajduje się jedynie pierwsze ogniwo, układ wytwarza przerwę między znakami o długości równej długości kreski.

Ponieważ przygotowanie rejestru wymaga wprowadzenia stanu L do odpowiednich ogniw, odbywa się to za pośrednictwem wejść R przerzutników. Zamiast przerzutników SN 7476 N można w rejestrze zastosować przerzutniki typu SN 7473 N, nie mające wejścia S.

Najprostszym sposobem programowania rejestru przy zastosowaniu jednego wyłącznika na znak jest wykorzystanie do tego celu transformatorów impulsowych, po jednym na ogniwo rejestru. Uzwojenia wtórne tych transformatorów łączy się z wejściami R przez układ dwóch diod, zapewniających doprowadzenie do wejścia jedynie impulsów zerowych, przy stałym utrzymywaniu poziomu H. Źródło napięcia, odpowiadającego poziomowi H, o małej impedancji oraz diody zapewniają to, że napięcie na wejściu asynchronicznym przerzutnika może przyjmować tylko poziom H lub L. W istocie poziom L wynosi około 0,6 V ze względu na spadek napięcia na diodzie.

Transformatory impulsowe są nawinięte na pierścieniowych rdzeniach ferrytowych typu 16×9,6×6,4 z ferrytu F 1001, jednak typ rdzenia nie ma znaczenia dla działania układu. Uzwojenie wtórne zawiera 10 zwojów, uzwojenie pierwotne tworzy pojedynczy drut przewleczony przez odpowiednie rdzenie. Przekładnia podwyższająca jest potrzebna dla skompensowania wpływu indukcyjności uzwojeń pierwotnych transformatorów szeregowo połączonych w celu zapewnienia wystarczającej amplitudy impulsu na uzwojeniach wtórnych. Najmniej korzystny przypadek stanowi wykorzystanie wszystkich transformatorów równocześnie. Przy siedmiu transformatorach i przy napięciu na uzwojeniach szeregowych równemu 5 V uzyskuje się odpowiedni zapas napięcia na uzwojeniach wtórnych dla zmniejszenia napięcia 3,3 V do zera w czasie wpisywania informacji do rejestru.

Program dla poszczególnych znaków zawiera tabl. 3-1. Kropka pod numerem ogniwa oznacza, że przewód od odpowiedniego klawisza przechodzi przez rdzeń transformatora połączonego z tym ogniwem. Znaki w tablicy zostały ułożone w kolejności odpowiadającej rozmieszczeniu klawiszów. Aby nie dopuścić do błędnego wprowadzenia programu do rejestru podczas nadawania znaku, kiedy oryginalny stan rejestru został przesunięty impulsami zegarowymi, źródło prądu dla uzwojeń pierwotnych transformatorów impulsowych jest w tym czasie blokowane przez odcięcie tranzystora *T3*. W stanie spoczynkowym, przed wprowadzeniem informacji do rejestru, ten tranzystor pozostaje nasycony dzięki rezystorowi 390 Ω w obwodzie bazy i poziomowi H na wyjściu bramki *Q3c*. Sprowadzenie dowolnego ogniwa do stanu L wywołuje taki sam

Tablica 3-1. Program rejestru przesuwnego dla poszczególnych znaków

Ogniwo nr	7	6	5	4	3	2	1
1		●	●	●	●	●	
2		●	●	●	●		
3		●	●	●			
4		●	●				
5		●					●
6		●					●
7		●				●	●
8		●			●	●	●
9		●		●	●	●	●
0		●	●	●	●	●	●
Q			●	●		●	●
W				●	●	●	
E						●	
R				●		●	
T						●	●
Y			●	●	●		●
U				●	●		
I					●		
O				●	●	●	●
P					●	●	
A					●	●	
S				●			
D				●			●
F			●		●		
G				●		●	●
H			●				
J			●	●	●	●	
K				●	●		●
L				●		●	●
?	●			●	●		
Z		●			●		●
X		●	●				●
C		●			●		●
V			●	●			
B			●				●
N					●		●
M					●	●	●
,	●	●	●			●	●
.	●	●	●			●	●
/		●		●		●	●
$\overline{AS}$		●					
$\overline{BT}$		●	●				
$\overline{AR}$		●		●		●	
$\overline{SK}$	●	●		●			

stan na wyjściu bramki *Q3c*, odcięcie tranzystora *T3*, odblokowanie przerzutnika *Q2a* przez wprowadzenie sygnału *H* do jego wejścia *R* i uruchomienie generatora zegarowego przez odcięcie tranzystora *T2*. Stan ostatniego ogniwa jest kontrolowany za pośrednictwem wyjścia *Q*, które jest połączone z wejściem bramki *Q3c*. Jeżeli któreś z pozostałych ogniw ma stan *L*, wówczas nie wszystkie wejścia bramki *Q5* są połączone z poziomem *H* i na jej wyjściu panuje poziom *H*, wywołując również poziom *L* na wyjściu bramki NOR *Q3c*.

Rozpatrzmy formowanie znaku, odpowiadającego literze *L*, jak na schemacie. Naciśnięcie klawisza wprowadza do rejestru stan *HHLHHLH*, przy czym kolejność zapisu odpowiada kolejności ogniw na rysunku, to znaczy symbol pierwszego ogniwa znajduje się z prawej strony. Zaprogramowanie rejestru uruchamia generator zegarowy i odblokowuje przerzutnik *Q2a*. Przerzutnik *Q2b* pozostaje zablokowany w stanie *L* takim samym poziomem na wejściu *R*. Na wejściu bramki *Q4a* i na wejściu *J* przerzutnika *Q2b* występuje poziom *H* z bramki *Q5*. Przerzutnik *Q2a* zmienia stan *L*—*H*—*L* pod wpływem dwóch kolejnych impulsów z generatora zegarowego, formując sygnał kropki, który przechodzi przez łańcuch bramek *Q4* do układów wyjściowych i generatora częstotliwości akustycznej. Po jednym wejściu każdej z bramek *Q4* znajduje się przy tym stale w stanie *H*. Impuls *H* o długości równej długości kropki przechodzi przez bramkę NOR *Q3a* do wejść zegarowych rejestru, przesuwając zawartą w nim informację do stanu *HHHLHHL*. Wywołuje to włączenie działania przerzutnika *Q2b*, który ponownie dzieli częstotliwość przebiegu z przerzutnika *Q2a*. Dzięki działaniu bramki NOR *Q3a* zostaje wydłużony impuls dodatni, sterujący rejestr przesuwny, a dzięki współdziałaniu bramek NAND *Q4a* i *Q4b* — impuls doprowadzony do układów wyjściowych. Oba impulsy mają długość kreski, czyli trzech okresów generatora zegarowego. Następnie rejestr osiąga stan *HHHHLHH* i formowana jest kropka, potem następna, w taki sam sposób jak na początku. Wreszcie, przy stanie rejestru *HHHHHHL*, na wyjściu bramki *Q5* pojawia się poziom *L*, ale przerzutniki *Q2a* i *Q2b* kontynuują cykl, odpowiadający formowaniu kreski. Jedyną różnicę stanowi to, że obecnie wejście bramki *Q4a*, połączone z wyjściem bramki *Q5* ma sygnał *L*, wobec czego zamiast kreski do wyjścia jest przekazywana przerwa o długości trzech okresów generatora zegarowego.

W układzie generatora zegarowego pracuje przerzutnik *Q1a*, którego napięcie wyjściowe ładuje kondensator 1,5 μF przez rezystory, ustalające tempo nadawania. Po to by ich wartość mogła być większa od wartości narzuconej przez wymagany prąd wejściowy przerzutnika, został wprowadzony tranzystor *T1* w układzie wtórnika emiterowego. Druga bramka z przerzutnikiem Schmitta, *Q1b*, poprawia kształt impulsów sterujących przerzutnik.

Monitorem nadawanych znaków jest prosty generator z tranzystorami *T6* i *T7*, dostarczający prądu o częstotliwości akustycznej do wkładki słuchawkowej telefonu, użytej jako głośnik.

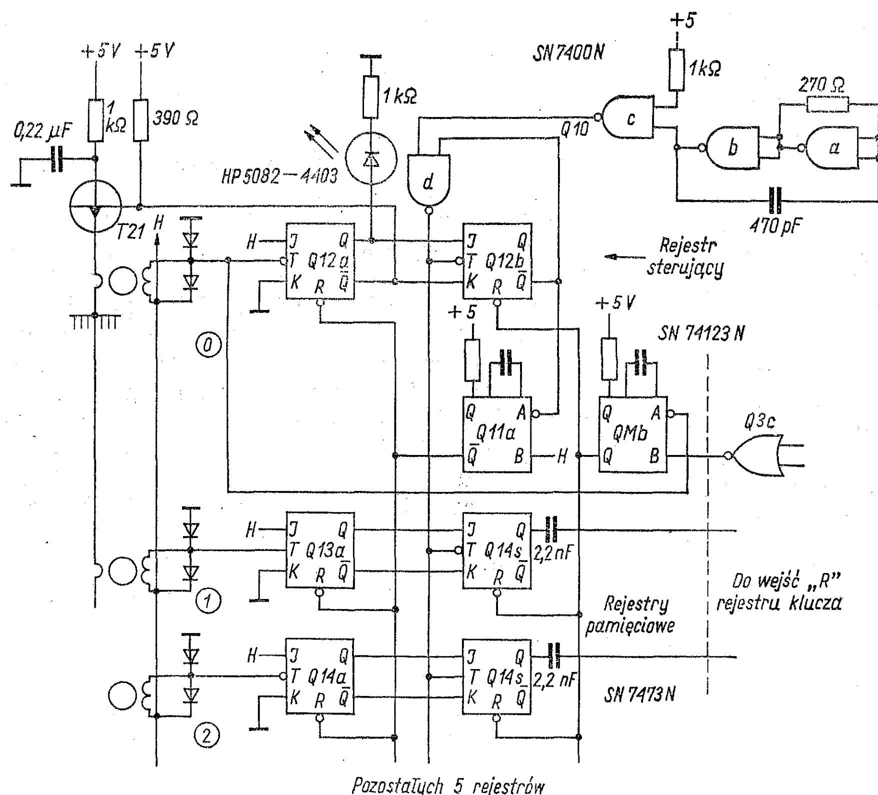
Zasilacz stabilizowany ma ograniczenie prądowe, wynikające z wpływu rezystora emiterowego tranzystora *T8* i z wzmocnienia prądowego tranzystora *T9*. Tranzystor *T10* spełnia rolę wzmacniacza różnicowego, natomiast tranzystor *T11* stabilizuje prąd doidy Zenera. Mimo iż znamionowe napięcie tej diody wynosi 3,3 V, rzeczywiste napięcie na niej ma wartość 2 V i stałość o rząd większą od diody zasilanej przez rezystor. Zasilanie przerzutników jest blokowane kondensatorami ceramicznymi 47 nF, nie pokazanymi na schemacie.

Obsługa klucza wymaga naciskania klawiszów w takim tempie, w jakim są formowane znaki. Następny klawisz może być naciśnięty przed końcem nadawanego znaku, ale musi pozostać naciśnięty do chwili zakończenia tego znaku. Przytrzymanie klawisza powoduje powtarzanie znaku z właściwym odstępem, tak długo, jak długo klawisz pozostaje naciśnięty. Uniezależnienie rytmu naciskania klawiszów od rytmu nadawania znaków można osiągnąć przez wprowadzenie pamięci buforowej. Układ tego typu nazywa się rejestrem FIFO od angielskich słów first in — first out. Stanowi on rejestr przesuwny o wejściu i wyjściu szeregowym. Informacje są wprowadzane do wejścia asynchronicznie, a odczytywane z wyjścia w tempie, wymaganym przez rytm pracy klucza. Szybki generator zegarowy powoduje przesuwanie informacji z komórki wejściowej do najbliższej wyjścia wolnej komórki. Odczytanie informacji z ostatniej komórki powoduje przesunięcie stanu wszystkich ogniw, jak w typowym rejestrze przesuwnym.

Przykład realizacji pamięci buforowej dla trzech znaków przedstawiono na rys. 3-24. W istocie rejestr ma tylko dwa ogniwa, trzeci znak jest zapamiętywany przez rejestr przesuwny w układzie zasadniczym klucza.

Dla formowania wszystkich znaków klucz wymaga 7 bitów informacji. Pamięć ma 8 rejestrów, gdyż jeden (najwyższy na rysunku) pełni funkcje porządkowe.

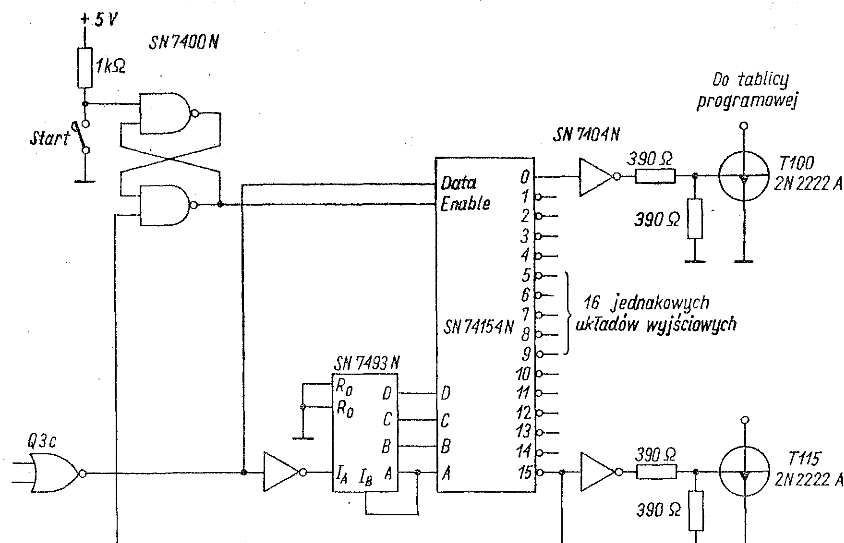
Programowanie pamięci odbywa się analogicznie, jak rejestru prostego klucza. Tranzystor *T21* pozostaje nasycony, przygotowując drogę dla ob-



Rys. 3-24. Układ pamięci buforowej do klucza z rys. 3-23

wodów klawiszów tak długo, dopóki nie zostanie zajęte pierwsze ogniwo pamięci, czyli na wyjściu $\bar{Q}$ przerzutnika *Q12a* nie pojawi się poziom *L*. Występujący równocześnie poziom *H* na wyjściu *Q* tego przerzutnika powoduje zaświecenie się diody luminescencyjnej dla sygnalizacji zablokowania funkcji klawiszów. Wszystkie przewody klawiszów przechodzą przez rdzeń zerowego transformatora impulsowego.

W odróżnieniu od prostego układu, klucz z pamięcią musi mieć klawisz odstępu, połączony z pierwszym (*Q13a*) rejestrem pamięci (i zerowym, jak wszystkie klawisze).
Szybkie impulsy zegarowe z generatora z układem scalonym *Q10a* do *Q10c* przesuwają informacje z pierwszych ogniw wszystkich wierszy rejestru do drugich ogniw. Impulsy zegarowe przechodzą przez bramkę *Q10d*, gdyż na wyj-



Rys. 3-25. Układ sterujący do nadawania ustalonych tekstów przy pomocy klucza klawiszowego

ściu przerzutnika *Q12b* panuje poziom *H*, jeżeli drugie ogniwo nie jest zajęte. Wprowadzenie informacji do drugich ogniw zmienia stan przerzutnika *Q12b*, blokuje bramkę *Q10d* i pobudza uniwibrator *Q11a*, który kasuje pierwsze ogniwa. Po skończeniu nadawania znaku przez układ podstawowy klucza, zmiana stanu wyjścia bramki *Q3c* na *L* pobudza uniwibrator *Q11b*, który kasuje drugie ogniwa, przenosząc przez kondensatory 2,2 nF informacje do rejestru klucza. Skasowanie drugich ogniw umożliwia wprowadzenie informacji z pierwszych ogniw i powtórzenie poprzednio opisanego cyklu. Impulsy zegarowe na wejściach T drugich ogniw występują tak długo, jak długo pozostaje wolny przerzutnik *Q12b*, względnie dopóki nie pojawi się zmiana stanu przerzutnika *Q12a*.

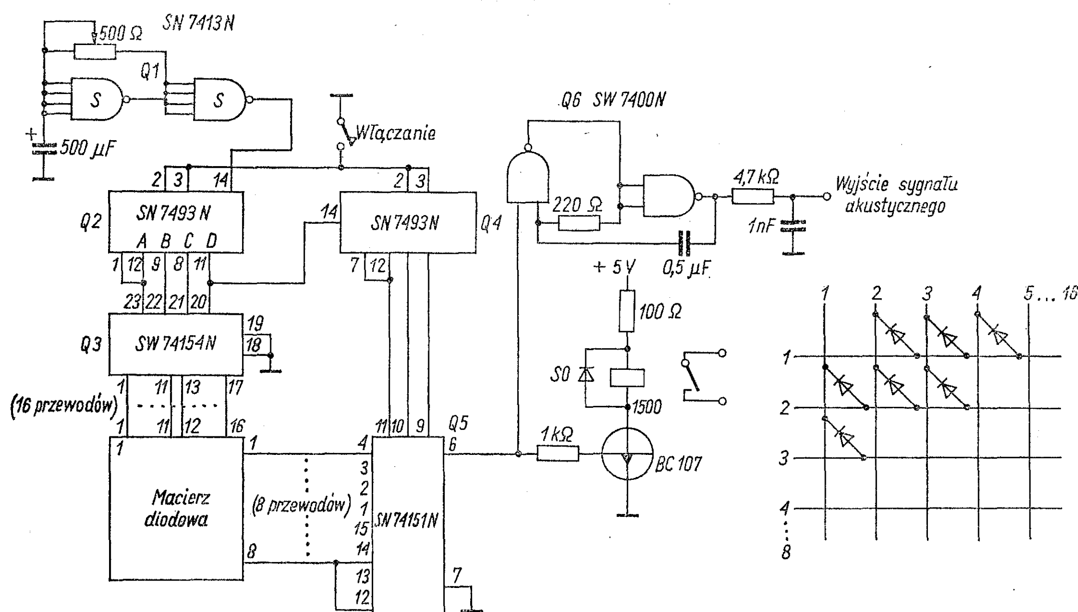
Pojemność pamięci buforowej można zwiększyć przez dodanie dalszych przerzutników. Znaczne uproszczenie układu przy równoczesnym zmniejszeniu pobieranej mocy umożliwia zastosowanie układów cyfrowych CMOS o średnim i dużym stopniu integracji. Jeden z układów tego typu zawiera kompletną pamięć buforową o pojemności 64 znaków 8-bitowych.

Prosta przystawka sterująca (rys. 3-25) umożliwia zastosowanie klucza klawiszowego do nadawania ustalonych tekstów. Programowanie tekstu polega na połączeniu przewodów od odpowiednich klawiszów z kolejnymi tranzystorami przystawki. Nadawanie zaczyna się po naciśnięciu przycisku „start", który powoduje zmianę stanu przerzutnika R-S z dwóch bramek NAND i odblokowanie dekodera typu SN 74154 N, sterowanego przez licznik typu SN 7493 N. Impulsy wejściowe tego licznika pochodzą z wyjścia bramki *Q3c*, które zmienia stan po nadaniu litery.

3.10 Automatyczny klucz telegraficzny [18]

W generatorze tekstu Bacona (rys. 3-26) znaki są formowane za pomocą macierzy diodowej o jednym bicie na element znaku. Sposób ten jest nieekonomiczny w porównaniu do poprzednio opisanego, ale może być opłacalny przy konieczności nadawania krótkich tekstów, kiedy nie jest potrzebne wykorzystanie urządzenia jako klucza klawiszowego.

Generator zegarowy z bramkami Schmitta *Q1* wyznacza rytm przełączania licznika *Q2*, który z kolei steruje licznik *Q4*. Stan licznika *Q2* jest dekodowany przez układ *Q3* i steruje kolumny macierzy w liczbie 16, natomiast multiplekser *Q5* otrzymuje przez diody sygnały z wierszy macierzy. Wyjście multipleksera steruje tranzystor przekaźnikowy i generator formujący częstotliwość akustyczną do kontroli nadawania. Uruchomienie generatora następuje po zwarciu z ziemią wejść kasujących liczników. Nadanie litery *Q* wymaga 8 diod i łącznie z odstępem przed następną literą zajmuje 14 komórek macierzy, która w opisanym układzie ma pojemność 128 bitów. Pojemność macierzy można zwiększyć dwukrotnie przez zastąpienie multipleksera typu SN 74151 N układem SN 74150, który ma 16 wejść.



Rys. 3-26. Układ generatora znaków telegraficznych z macierzą diodową [18]



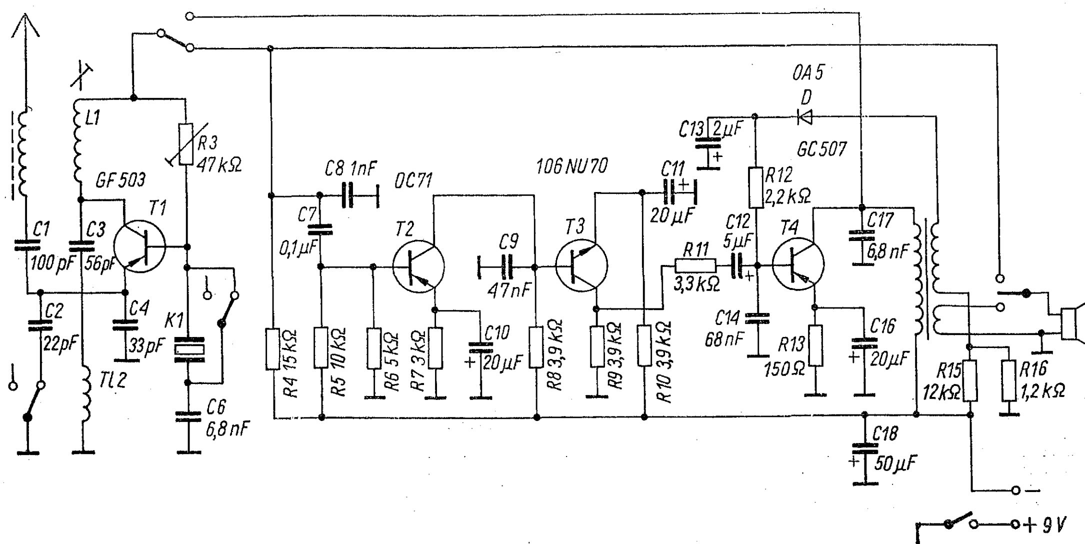
Rys. 3-27. Układ generatora sygnałów czasu w kodzie Morse'a [19]

3.11 Automat do nadawania sygnałów czasu kodem Morse'a [19]

Potrzeba automatycznej rejestracji czasu występuje między innymi w przypadku stacji retransmisyjnych, pracujących bez obsługi w pasmie dwumetrowym z modulacją częstotliwości. Do tego celu jest przeznaczone urządzenie, którego schemat przedstawiono na rys. 3-27.

Podstawę czasu stanowi częstotliwość sieciowa 60 Hz. Napięcie o tej częstotliwości, po ograniczeniu przez diodę Zenera, jest formowane przez uniwibrator *Q9*, którego wyjście steruje łańcuch dzielników, dostarczający impulsów minutowych. Impulsy w odstępach minutowych zostają doprowadzone do licznika zegarowego z układami *Q5* do *Q8* i *Q3a*. Bramki *Q28a* i *Q28b* kasują licznik godzin ze stanu 24 do 00 i są w układzie zbędne, bo ich zadanie mogą spełnić wewnętrzne bramki liczników godzin. Przerzutnik *Q26b*, *Q26d* i bramka *Q26a*, mają za zadanie zablokowanie licznika zegarowego na czas nadawania sygnału. Przerzutnik zapewnia to, że impuls minutowy, który pojawi się w czasie nadawania sygnału, zostanie zapamiętany i następnie przekazany do licznika.

Układy *Q10* i *Q11* — tj. multipleksery o 4 wejściach i 1 wyjściu — wybierają kolejno informacje binarne z liczników zegarowych i przekazują je do dekodera BCD/dekadowego *Q12*. Z jego wyjścia informacje w formie dziesiętnej zostają wprowadzone do układu bramek *Q13* do *Q17*, których zadanie polega na umieszczeniu kreski w odpowiednim miejscu znaku telegraficznego. Znak cyfry 5 zawiera pięć kropek. Przy jego formowaniu na wyjściach wszystkich bramek od *Q13* do *Q17* występuje poziom *L*. Przy formowaniu znaku dla cyfry 3 poziom *H* występuje na wyjściu bramek *Q16* i *Q17*, co oznacza, że ostatnie dwa elementy znaku stanowią kreski. Pozostałe elementy tworzą kropki. Rytm formowania znaków telegraficznych wyznacza przebieg o częstotliwości 15 Hz z licznika *U1a*. Ta częstotliwość przechodzi przez bramkę *Q23a* do licznika binarnego *Q19*, który za pośrednictwem dekodera, inwertorów i dwuwejściowych bramek NAND próbkuje kolejno stan wyjść bramek *Q13* do *Q17*. Kiedy bramka *Q18* wykryje sygnał kreski, stan jej wyjścia zmienia się z *L* na *H*, powodując pobudzenie uniwibratora *Q22*. Impuls z uniwibratora blokuje bramkę *Q23a*, wypełniając odstęp między dwiema kropkami, przez co zostaje uformowana kreska, która równocześnie zostaje policzona jako następny element znaku przez licznik *Q19*. Kropki, kreski i odstępy są łączone w znaki za pomocą bramki *Q21*, której wyjście kluczuje generator częstotliwości 3 kHz, z bramkami *Q28c* i *Q28d*. Kiedy licznik *Q19* osiągnie stan, odpowiadający liczbie 12, zostaje skasowany przez bramkę *Q23b* i inwertor *Q29f*, przekazując impuls do licznika *Q8b* dla dekodowania następnej cyfry. Po zakończeniu dekodowania wszystkich czterech cyfr, na wszystkich wejściach bramki *Q24* panuje sygnał *H*, a stan *L* na jej wyjściu blokuje bramkę *Q23a*, otwiera ponownie bramkę *Q26a* i powoduje odpadnięcie przekaźnika, przełączającego nadajnik na nadawanie sygnałów czasu. Ustawianie zegara na właściwy czas odbywa się przez przyspieszenie rytmu podstawy czasu, na podstawie obserwacji błysków żarówki, włączo-



Rys. 3-28. Schemat radiotelefonu na pasmo 27 MHz Tesla VKP 050

nej w obwód kolektora tranzystora *T3*. Naciśnięcie przycisku „szybkie ustawianie" sprawia, że zegar przyspiesza o godzinę na każde błyśnięcie żarówki. Naciśnięcie przycisku „powolne ustawianie" powoduje zmianę wskazań o minutę na każdy błysk. W celu wyeliminowania wpływu drgań zestyków przyciski do ustawiania należy naciskać jedynie w czasie nadawania sygnału czasu, to znaczy po sygnale startowym w postaci uziemienia wejścia uniwibratora *Q25*. Po osiągnięciu wymaganej liczby błysków należy ponownie uruchomić sygnał startowy, a następnie puścić przycisk ustawiania. Krótkotrwałe zatrzymanie pracy zegara można osiągnąć przez zwarcie wyjścia uniwibratora *Q9*.

3.12 Radiotelefon powszechnego użytku Tesla VKP 050

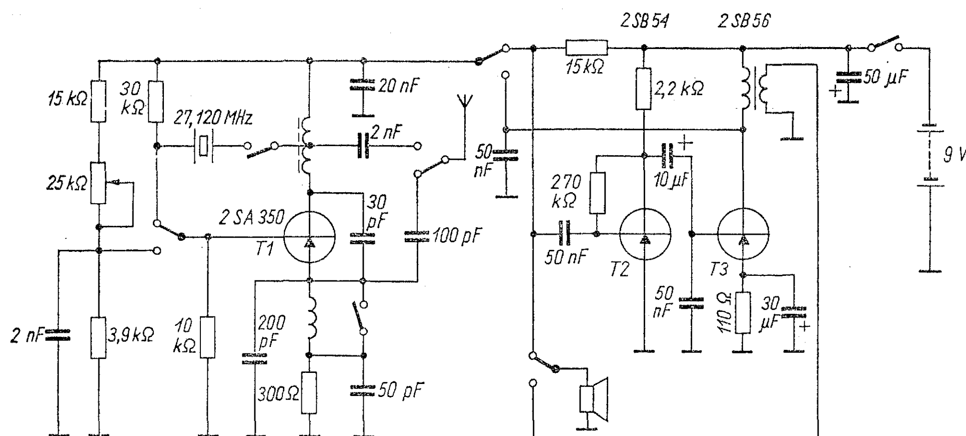
Radiotelefon VKP 050 jest pierwszym urządzeniem na pasmo 27 MHz przeznaczone do powszechnego użytku, produkowanym w Czechosłowacji. Jego schemat (rys. 3-28) przedstawia bardzo daleko idące uproszczenia układowe. Odbiornik superreakcyjny i moc nadajnika, wynosząca 50 mW, ograniczają zasięg do około 800 m, jest to jednak jeszcze do przyjęcia w najbardziej popularnym urządzeniu. Masa radiotelefonu wynosi 420 g; do zasilania służy sześć ogniw R 10, które wystarczają na 16 godzin pracy przy stosunku czasu odbioru do czasu nadawania 2 : 1. Moc wyjściowa odbiornika jest równa 150 mW. Zastosowane w urządzeniu tranzystory germanowe i kondensatory elektrolityczne wyznaczają zakres temperatur pracy, wynoszący od −10 do +45°C.

3.13 Radiotelefon-Star-Lite „Explorer"

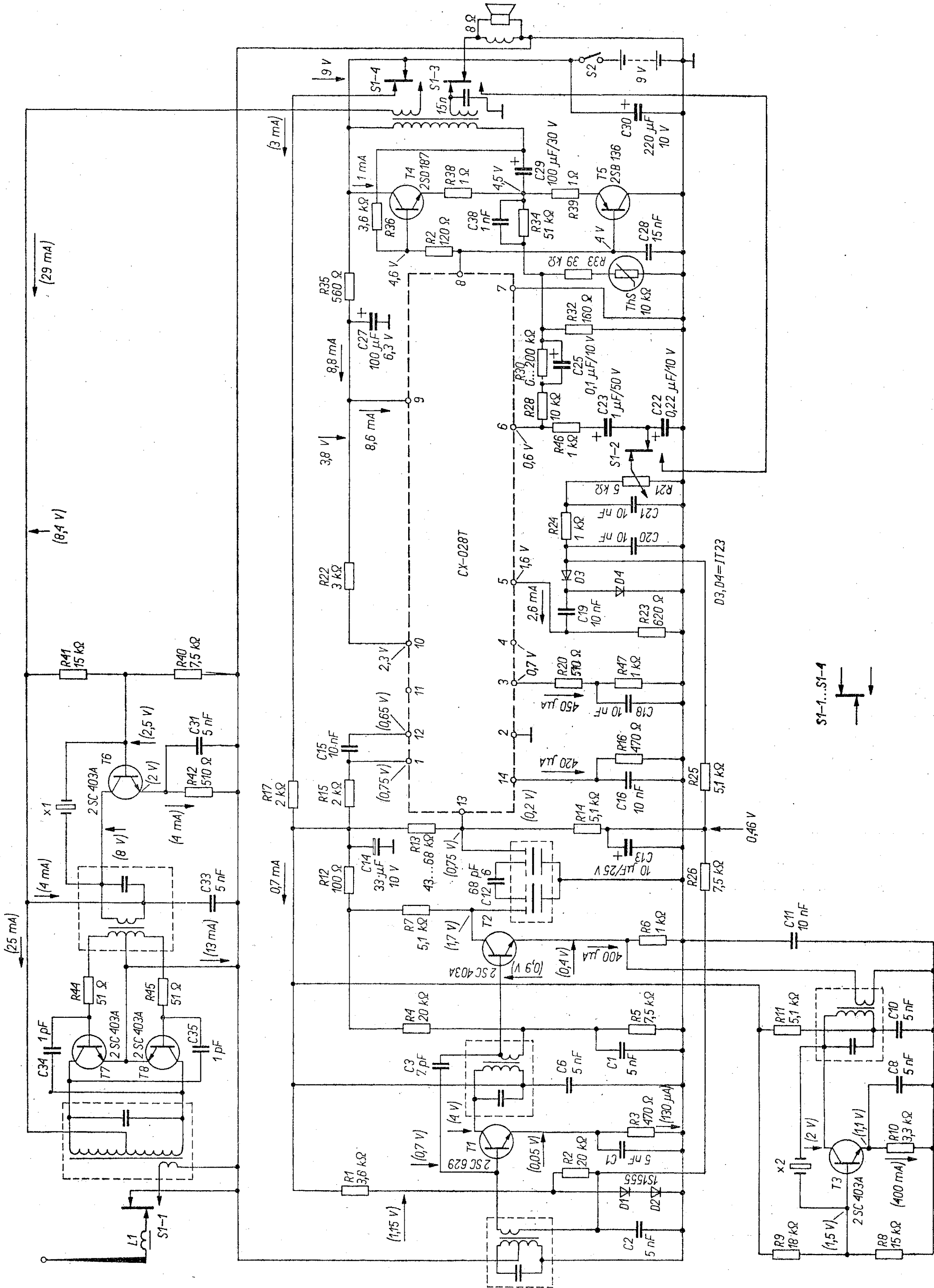
Radiotelefon japoński, którego schemat pokazano na rys. 3-29 reprezentuje układ uproszczony do absolutnego minimum, co oczywiście musiało się odbić na jego parametrach. Moc nadajnika wynosi 50 mW; do zasilania służy bateria 6F22. Dla uproszczenia przełączania funkcji i umożliwienia zastosowania typowego transformatora głośnikowego wprowadzono modulację nadajnika napięciem kolektora tranzystora *T3*, przy czym uzwojenie pierwotne transformatora służy jako dławik modulacyjny. Zostało to okupione dodatkowym pogorszeniem sprawności, niezbyt wielkiej także ze względu na zastosowanie modulacji generatora.

3.14 Radiotelefon na pasmo 27 MHz firmy Sony ICB-160 B

Radiotelefon miniaturowy powszechnego użytku nie musi być urządzeniem prymitywnym, jak o tym świadczy konstrukcja firmy Sony (rys. 3-30). Mimo iż masa radiotelefonu wynosi tylko 270 g, ma on szereg cech, spotykanych do niedawna jedynie w znacznie większych urządzeniach przeznaczonych do użytku profesjonalnego. Moc wielkiej częstotliwości, doprowadzona do anteny, wynosi 100 mW (moc doprowadzona do stopnia wyjściowego — 210 mW), co w połączeniu z czułością odbiornika 0,5 μV przy stosunku sygnału do szumu 6 dB, zapewnia zasięg do 5 km w terenie otwartym i 1 km w mieście.



Rys. 3-29. Schemat japońskiego radiotelefonu „Explorer"



Rys. 3-30. Radiotelefon Sony ICB-160 B

Radiotelefon został uodporniony na wpływy atmosferyczne przez uszczelnienie wszystkich otworów w obudowie. W położeniu spoczynkowym na zewnątrz obudowy wystaje tylko koniec anteny teleskopowej; przez częściowe wysunięcie urządzenia z obudowy włącza się zasilanie, a równocześnie zyskuje się dostęp do mikrofonu-głośnika, potencjometru siły głosu i przycisku nadawania. Odbiornik zawiera oddzielny wzmacniacz wielkiej częstotliwości (*T1*), mieszacz (*T2*) i generator (*T3*). Dwa obwody strojone wielkiej częstotliwości zapewniają na tyle dużą selektywność, że w kanale pośredniej częstotliwości wystarcza dwuobwodowy filtr ceramiczny o tłumieniu równym 30 dB przy odstrojeniu o 10 kHz. Przy odpowiednio dużej selektywności przed mieszaczem zastosowanie dodatkowego obwodu *LC*, nastrojonego na częstotliwość pośrednią dla tłumienia szkodliwych rezonansów filtru ceramicznego, zostało uznane za niepotrzebne. Układ scalony *Q1* zawiera wzmacniacz pośredniej częstotliwości i wzmacniacz sterujący małej częstotliwości. Układ scalony jest przystosowany do sterowania stopnia mocy z tranzystorami przeciwstawnymi, szczególnie w odbiornikach radiofonicznych, dlatego taki układ został zastosowany również w radiotelefonie, ale użycie wzmacniacza w podwójnej roli wzmacniacza głośnikowego i modulacyjnego wymagało wprowadzenia transformatora wyjściowego. Nadajnik jest dwustopniowy. Dla zapewnienia dużej głębokości i liniowości modulacji, jest modulowany zarówno generator z tranzystorem *T6*, jak i przeciwsobny wzmacniacz mocy z tranzystorami *T7* i *T8*. Stopień mocy w układzie przeciwsobnym ułatwia osiągnięcie dużej mocy i upraszcza wprowadzenie neutralizacji.

3.15 Radiotelefon samochodowy na pasmo 27 MHz (Pierce Simpson Inc.)

W Ameryce obok radiotelefonów przenośnych wielką popularnością cieszą się stacje stałe i ruchome, pracujące w pasmie 27 MHz. Na rysunku 3-31 przedstawiono schemat typowego radiotelefonu samochodowego.
Od urządzeń na pasmo 27 MHz wymaga się stabilizacji kwarcowej nadajnika na jednym z 23 kanałów i stosowania modulacji amplitudy. W celu umożliwienia pracy w dowolnym z 23 kanałów bez konieczności stosowania 56 rezonatorów kwarcowych stosuje się pomysłowy układ przemiany częstotliwości w nadajniku i odbiornik o podwójnej przemianie częstotliwości, przy czym jeden z rezonatorów generatorów kwarcowych jest wspólny dla nadajnika i odbiornika. Wspólny generator ma 6 przełączanych rezonatorów kwarcowych o częstotliwościach w odstępach co 50 kHz, poczynając od 33,000 MHz. Drugi generator nadajnika ma cztery rezonatory w odstępach 10 kHz od częstotliwości 6,995 MHz w górę, natomiast drugi generator odbiornika ma cztery rezonatory w odstępach 10 kHz od częstotliwości 6,450 MHz do 6,490 MHz. Dzięki temu 10 rezonatorów spełnia funkcje 46 rezonatorów, umożliwiając wybieranie częstotliwości w odstępach 10 kHz.
Wzmacniacz wielkiej częstotliwości odbiornika pracuje w układzie z uziemioną bazą dla wielkiej częstotliwości i w układzie z uziemionym kolektorem w dodatkowej roli jako wzmacniacz napięcia automatycznej regulacji wzmocnienia. Przełączanie anteny odbywa się za pomocą zestyków przekaźnika, które dodatkowo zamykają obwód głośnika, aby wyeliminować trzask przy przełączaniu. Sprzężenie obwodu wejściowego z anteną i tranzystorem *T1* jest indukcyjne. Kolektor tego tranzystora jest połączony z filtrem pasmowym, przenoszącym całe pasmo 27 MHz. Następny tranzystor, *T2*, pracuje jako pierwszy mieszacz. Produktem przemiany jest pierwsza częstotliwość pośrednia, wynosząca 6,015 MHz. Filtr pasmowy, włączony między pierwszy i drugi mieszacz odbiornika, musi przenosić pasmo 50 kHz, z którego dopiero przez drugą przemianę wybiera się częstotliwość pośrednią, odpowiadającą odbieranemu kanałowi. Oba mieszacze i pierwszy stopień wzmacniacza pośredniej częstotliwości odbiornika z tranzystorem *T4* są objęte automatyczną regulacją wzmocnienia. Z następnego stopnia pośredniej częstotliwości z tranzystorem *T5* uzyskuje się sygnał dla detektora układu automatyki i blokady szumów.
W układzie blokady szumów jest wykorzystany tranzystor *T6*. Napięcie jego bazy zależy od poziomu sygnału, ze względu na galwaniczne sprzężenie z obwodem detektora. Napięcie emitera tranzystora *T6* ustawia się potencjometrem *R43*, ustalającym próg działania blokady szumów, czyli poziom sygnału, przy którym zaczyna płynąć prąd tranzystora i zaczyna on działać jak wtórnik emiterowy, wzmacniający sygnał akustyczny.
Transformator *Tr8* we wzmacniaczu małej częstotliwości stanowi alternatywne obciążenie obwodu kolektorowego tranzystora *T7* przy odbiorze, względnie tranzystora *T10* wzmacniacza mikrofonowego, czynnego przy nadawaniu. Przełączanie napięcia zasilającego zapewnia to, że prąd płynie tylko przez jeden z tych tranzystorów. Podczas nadawania, oprócz wzmacniacza małej częstotliwości, są czynne tranzystory *T11*, *T102*, *T12* do *T15*. Częstotliwości napięć z obu generatorów są mieszane w stopniu z tranzy-

storem *T12*. Ze względu na to, że nadajnik pracuje w całym pasmie bez dostrajania przy zmianie kanału, trzeba było rozwiązać sprzężenie między stopniami w postaci transformatorów pasmowych. Modulacją są objęte ostatnie dwa stopnie nadajnika.

3.16 Radiotelefon FM-315 (Radmor)

Przenośny radiotelefon FM-315 (rys. 3-32) jest przeznaczony do pracy w zakresie od 148 do 161 MHz, względnie od 159 do 174 MHz z modulacją częstotliwości. Radiotelefon ma 3 przełączane kanały z minimalnym odstępem częstotliwości 50 kHz. Moc wyjściowa nadajnika wynosi 400 mW, maksymalna dewiacja — 15 kHz. Odbiornik ma czułość 2 μV przy stosunku sygnału do szumu 20 dB. Moc wyjściowa wzmacniacza małej częstotliwości wynosi 200 mW. Tłumienie sąsiedniego kanału jest nie mniejsze od 70 dB. Do zasilania służy akumulator niklowo-kadmowy o napięciu 12 V i pojemności 500 mAh. Akumulator dostarcza przy nadawaniu prądu 180 mA, przy odbiorze — 60 mA — natomiast przy włączonym odbiorniku, ale bez sygnału — 15 mA. Masa urządzenia wynosi 1,5 kg.

Radiotelefon został zbudowany z zastosowaniem konstrukcji modułowej, przy czym większość modułów zawiera jeden tranzystor. Wymiary obudowy wynoszą 116×201×40 mm, a oddzielnego mikrofonu-głośnika — 132 mm przy średnicy 57 mm.

Moduł ON13 jest generatorem nadajnika. Jego częstotliwość 18 razy mniejsza od częstotliwości promieniowanej, jest modulowana w modulatorze fazowym MN13, następnie powielana przez 3 w modułach TN13 i TN23 oraz przez 2 w module DN13, a po wzmocnieniu w dwóch następnych modułach steruje wzmacniacz mocy WN13. Wzmacniacz mocy jest chroniony przed uszkodzeniem przy niedopasowaniu obciążenia przez układ zabezpieczający w module AR10, kontrolujący prąd dwóch ostatnich stopni i wyłączający przy przeciążeniu prąd drugiego potrajacza. Wartość napięcia wyjściowego ze wzmacniacza mikrofonowego jest ograniczana za pomocą ogranicznika diodowego w module WL10, aby nie dopuścić do przekroczenia wartości dewiacji. Zniekształcenia towarzyszące ograniczaniu i większe częstotliwości sygnału mowy tłumi wzmacniacz w module AW10. Preemfaza w nadajniku ma nachylenie 6 dB/oktawę.

W odbiorniku zastosowano podwójną przemianę częstotliwości. Obwód wejściowy ma sprzężenie indukcyjne z anteną i pojemnościowe ze wzmacniaczem wielkiej częstotliwości WW13. Między wzmacniaczem wielkiej częstotliwości i mieszaczem MP10 jest włączony filtr pasmowy. Częstotliwość generatora kwarcowego OP13 zostaje podwojona w stopniu DP13. Selektywność w układzie pierwszej częstotliwości pośredniej zapewnia filtr kwarcowy, a wzmacnianie — dwa stopnie WP10 z pojedynczymi obwodami *LC*. Po drugiej przemianie częstotliwości w mieszaczu MD10, sygnał o częstotliwości 465 kHz zostaje poddany wzmocnieniu i ograniczeniu w trzech stopniach aperiodycznych przed doprowadzeniem do dyskryminatora. Moduł DF10 dokonuje deemfazy sygnału akustycznego.

Moduł BS10 stanowi wzmacniacz szumów, sterujący układ blokady szumów BS20, który przy zbyt małym poziomie sygnału odcina wzmacniacz małej częstotliwości WA10.

W module AR10 jest jeszcze zawarty układ progowy do kontroli napięcia akumulatora za pomocą żarówki. Przy rozładowanym akumulatorze i zbyt małym napięciu żarówka nie zapala się po naciśnięciu przycisku sprawdzania.

3.17 Automatyczne przełączanie kanałów

W radiotelefonie na pasmo amatorskie 144 MHz firmy Regency Electronics zastosowano układ do automatycznego przeszukiwania pasma przez kolejne przełączanie kanałów o częstotliwości stabilizowanej kwarcami. Do sterowania urządzenia służą dwa rzędy po osiem klawiszów; jeden rząd służy do wyboru kwarcu nadajnika i równoczesnego włączania tego samego kanału w odbiorniku, drugi rząd umożliwia wybranie kanałów objętych automatycznym przeszukiwaniem. Klawisze do wyboru kanału nadajnika, *S11* do *S18*, mają blokadę mechaniczną, umożliwiającą włączenie tylko jednego kanału.

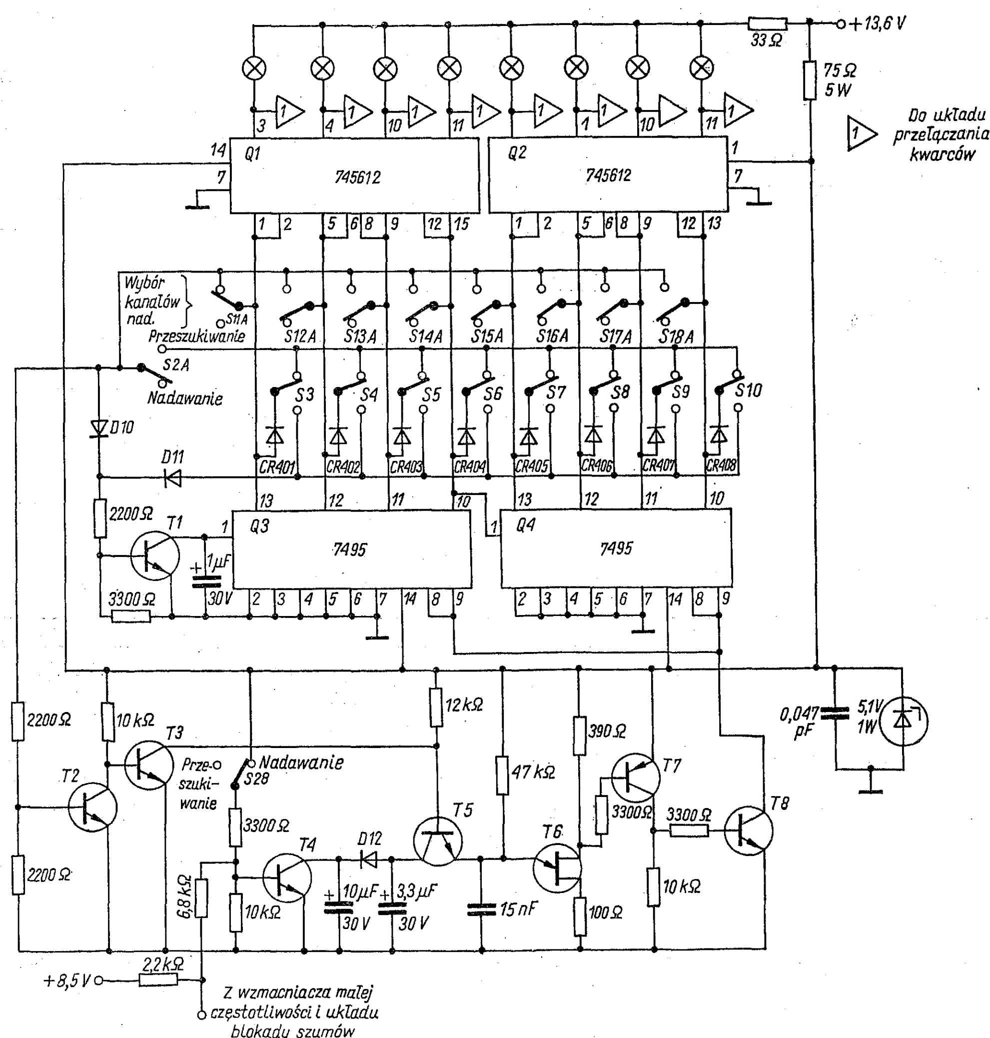
Częstotliwość zegarowa, sterująca układ przełączający z dwoma rejestrami przesuwnymi, *Q3* i *Q4*, pochodzi z generatora z tranzystorem jednozłączowym *T6*, za którym zostały umieszczone tranzystory *T7* i *T8* w celu formowania impulsów o odpowiednio dużej stromości. Tranzystor *T4*, pełniący rolę wyłącznika, przerywa pracę generatora, kiedy klawisz *S2* znajduje się w położeniu „nadawanie" oraz wtedy, gdy w odbiorniku pojawi się sygnał małej częstotliwości, względnie gdy układ blokady szumów sygnalizuje pojawienie się fali nośnej. Tranzystory *T2*, *T3* i *T5* służą do wydłużania okresu generatora zegarowego przy przeszukiwaniu włączonych kanałów. Kanały wyłączone są przełączane z częstotliwością 15 Hz. Pojawienie się sygnału w jednym z kanałów powoduje zatrzymanie odbior-

nika na tym kanale, dopóki operator nie wyłączy odpowiadającego mu klawisza. Kanał, który jest właśnie włączony określa świecenie żarówki, umieszczonej pod odpowiednim klawiszem. Do sterowania żarówek służą układy sterujące o dużym prądzie wyjściowym *Q1* i *Q2*. Mają one po dwa wejścia, ale są one połączone razem, gdyż funkcja bramki nie jest w tym zastosowaniu wykorzystywana.

Urządzenie może znaleźć zastosowanie jedynie w przypadku nadawania współpracujących radiostacji na określonych częstotliwościach, sterowanych kwarcem, co nie jest regułą we wszystkich służbach.

3.18 Telewizja amatorska z powolną analizą

Ze względu na zajmowaną szerokość pasma, standardowy sygnał telewizyjny może być przez amatorów przesyłany jedynie na falach decymetrowych. Ograniczony zasięg i duża złożoność aparatury sprawiają, że ten system nie zdobył dużej popularności. Znacznie więcej zwolenników zyskała amatorska telewizja z powolną analizą, oznaczana skrótem SSTV (slow scan television), umożliwiająca wprawdzie przesyłanie je-



Rys. 3-33. Układ automatycznego przełączania kanałów w radiotelefonie na pasmo 144 MHz HR2 S firmy Regency Electronics

Radiostacja HR2, w której zastosowano układ automatycznego przeszukiwania, pracuje z modulacją częstotliwości i jest budowana w dwóch wersjach: stałej, oznaczonej literą S i samochodowej — MS.

dynie obrazów nieruchomych, ale zajmująca małą szerokość pasma, dzięki czemu transmisja może się odbywać przy wykorzystaniu fal krótkich. Do nadawania i odbioru wykorzystuje się typową aparaturę jednowstęgową. Ponieważ sygnał

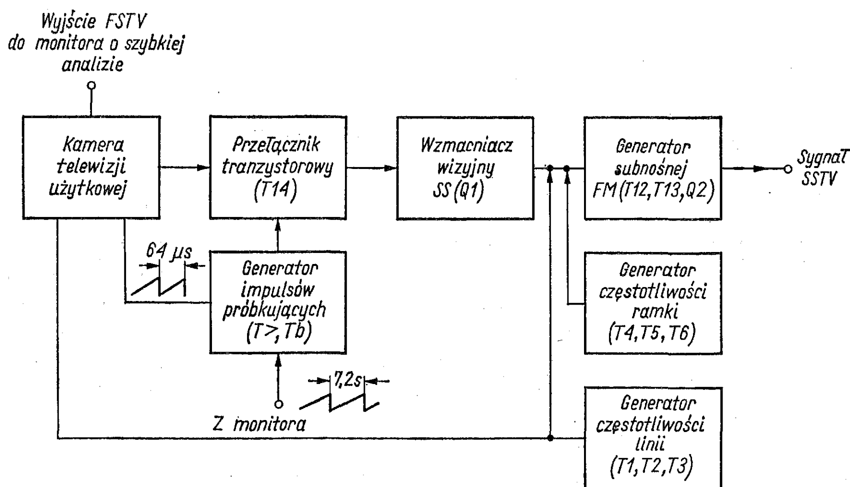
SSTV mieści się w pasmie akustycznym, do jego rejestracji można używać magnetofonów powszechnego użytku. Parametry standardu sygnału SSTV podano w tabl. 3-2. Obraz jest zazwyczaj przetwarzany na sygnał SSTV za pośrednictwem kamery widikonowej. Do analizy rysunków i fotografii bywają używane systemy elektromechaniczne wykorzystujące zasadę stosowaną w aparaturze telekopiowej, albo analizatory typu „flying spot", w których źródło światła stanowi plamka, poruszająca się na ekranie lampy oscyloskopowej.

Tablica 3-2. Norma sygnału SSTV
(w nawiasie parametry dla normy amerykańskiej)

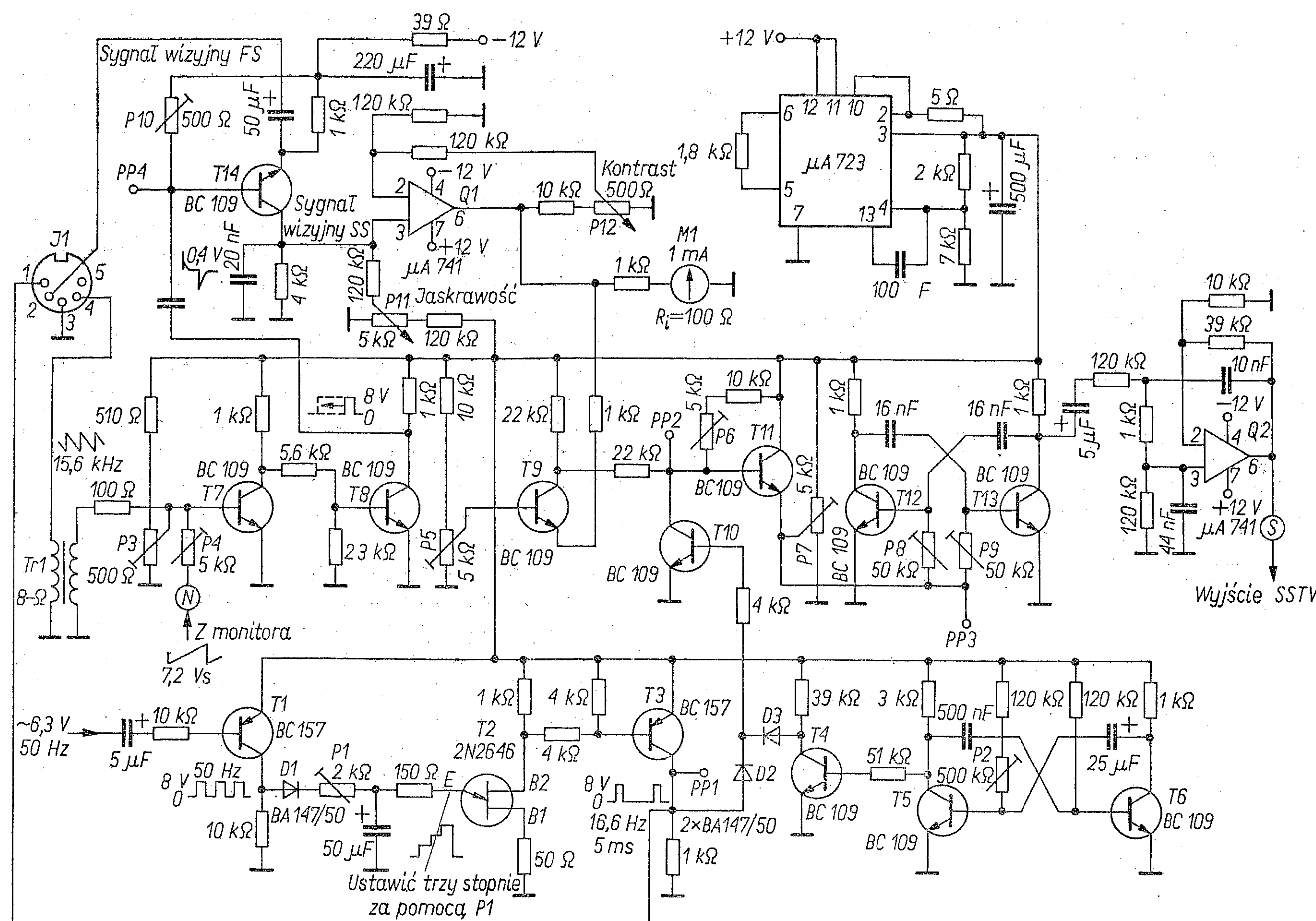
Stosunek wysokości do szerokości obrazu	1 : 1
Liczba linii	120
Kierunek ruchu plamki — jak przy pisaniu	
Częstotliwość linii	16,67 Hz (15 Hz)
Okres ramki	7,2 s (8 s)
Modulacja częstotliwości	
Długość impulsów synchronizacji poziomej	5 ms
Długość impulsów synchronizacji pionowej	30 ms
Częstotliwość sygnału synchronizacji	1200 Hz
Częstotliwość sygnału czerni	1500 Hz
Częstotliwość sygnału bieli	2300 Hz
Modulacja sygnału radiowego jednowstęgowa ze stłumioną częstotliwością nośną	

Często są używane kamery widikonowe o szybkiej analizie, odpowiadające standardowi telewizji komercjalnej, przystosowane do współpracy z konwerterem standardu. W celu uproszczenia układu, częstotliwość odchylania pionowego kamery zostaje przy tym obniżona trzykrotnie, z 50 do 16,67 Hz, co po obróceniu kamery o 90° stanowi częstotliwość linii. Efekt odchylania pionowego uzyskuje się przez próbkowanie dotychczasowego przebiegu odchylania poziomego o częstotliwości 15625 Hz. Schemat blokowy urządzenia tego typu, konstrukcji V. Wraase'a [20], przedstawiono na rys. 3-34. Na jego podstawie można prześledzić działanie układu, pokazanego na rys. 3-35.

Na wejściu układu występuje sygnał wizyjny o częstotliwości odchylania poziomego 16,67 Hz i częstotliwości odchylania pionowego 15625 Hz. Próbkowanie odbywa się w stopniu z tranzystorem *T14*. Sygnał z kamery jest doprowadzony do jego emitera, natomiast impulsy próbkujące sterują bazę. Impulsy próbkujące formuje układ z tranzystorami *T7* i *T8*. Pierwszy z nich pracuje jako prosty komparator. Przez doprowadzenie do bazy dwóch przebiegów piłokształtnych, jednego o częstotliwości 15625 Hz, drugiego o częstotliwości 0,139 Hz uzyskuje się impulsy prostokątne, których przednie zbocze określa chwilę koincydencji obu przebiegów. Szybki przebieg odchylający pochodzi z kamery. Jest on doprowadzony do konwertera za pośrednictwem miniaturowego transformatora małej częstotliwości o przekładni podwyższającej. Przez jego uzwojenie pierwotne płynie część prądu cewek odchylających. Tranzystor *T8* normalizuje amplitudę impulsów prostokątnych i zwiększa ich stromość, po czym następuje ich różniczkowanie dla uzyskania krótkich impulsów próbkujących. Sygnał wizyjny uzyskany w wyniku próbkowania ulega wzmocnieniu we wzmacniaczu operacyjnym *Q1* i przez tranzystory *T9* i *T11* steruje częstotliwość multiwibratora z tranzystorami *T12* i *T13*. Potencjometrem *P12* ustawia się wzmocnienie wzmacniacza *Q1*, decydujące o kontraście, natomiast potencjometr *P11* przesuwa punkt pracy wzmacniacza, wpływając na jaskrawość. Miernik w obwodzie wyjściowym wzmacniacza kontroluje poziom chwilowej ja-



Rys. 3-34. Schemat blokowy układu wytwarzania sygnału SSTV przez konwersję sygnału z kamery widikonowej telewizji użytkowej



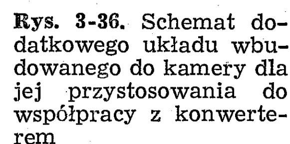
Rys. 3-35. Schemat konwertera umożliwiającego uzyskanie sygnału SSTV z sygnału telewizji użytkowej, wg Wraase'a [20]

skrawości. Jego pełne wychylenie odpowiada bieli. Częstotliwość sygnału wyjściowego wynosi przy tym 2,3 kHz, a napięcie w punkcie pomiarowym PP2 +8 V. Przy wychyleniu miernika, równym 0,1 mA, częstotliwość sygnału powinna wynosić 1,5 kHz, natomiast przy zerowym napięciu w PP2 —1,2 kHz.

Sygnały synchronizacji formują tranzystory *T1* do *T6*. Przebieg o częstotliwości 50 Hz z sieci jest przez tranzystor *T1* ograniczany do kształtu prostokątnego, a następnie jego częstotliwość zostaje podzielona przez 3 przez synchronizowany generator z tranzystorem jednozłączowym *T2*. Po dodatkowym formowaniu przez tranzystor *T3*, ten przebieg steruje multiwibrator przez tranzystor przełącznikowy *T10*, oraz jest wykorzystany do synchronizacji układu odchylania w kamerze. Impulsy ramki o okresie 7,2 s są wytwarzane przez multiwibrator asymetryczny *T5*, *T6*, a po formowaniu w stopniu z tranzystorem *T4*, również sterują tranzystor *T10*.

Napięcie prostokątne z generatora podnośnej o modulowanej częstotliwości przechodzi przez filtr aktywny ze wzmacniaczem *Q2*. Przebieg wyjściowy może być użyty do modulacji nadajnika jednowstęgowego, do sterowania monitora SSTV, może być przesyłany drogą przewodową, lub zapisany na magnetofonie dla późniejszego wykorzystania.

Zmiany wprowadzone w układzie kamery obrazuje rys. 3-36. Przebieg impulsowy o częstotliwości powtarzania 16,67 Hz pochodzi z konwertera. Tranzystor *T15* i przekaźnik *A* służą do automatycznego przełączania częstotliwości odchylania z 50 na 16,67 Hz, kiedy pojawią się impulsy synchronizacji z konwertera. Tranzystor *T16* formuje impulsy wygaszające dla kamery. Układ z tranzystorem *T17* wytwarza przebieg piłokształtny dla odchylania poziomego w systemie SSTV. Oddzielny generator został zastosowany ze względu na to, że przy przestrojeniu generatora kamery na częstotliwość trzykrotnie mniejszą wystąpiło znaczne pogorszenie liniowości odchylania. Opisany układ konwertera jest



Rys. 3-36. Schemat dodatkowego układu wbudowanego do kamery dla jej przystosowania do współpracy z konwerterem

bardzo prosty, jednak jakość sygnału uzyskiwanego przy jego użyciu zależy od staranności ustawienia parametrów przebiegów. Znacznie większą tolerancję na błędy wstępnego ustawienia można osiągnąć przez zastosowanie cyfrowych układów scalonych w układzie synchronizacji. Częstotliwość 50 Hz można łatwo dzielić przez 3 przy zastosowaniu podwójnego przerzutnika, a przez dalszy podział częstotliwości odchylania poziomego w liczniku dekadowym (7490) i dwunastkowym (7492) można otrzymać impulsy synchronizacji pionowej zgodne fazowo z impulsami częstotliwości linii. Użycie oddzielnego generatora kluczowanego częstotliwości 1200 Hz całkowicie uniezależnia układ synchronizacji od generatora podnośnej FM.

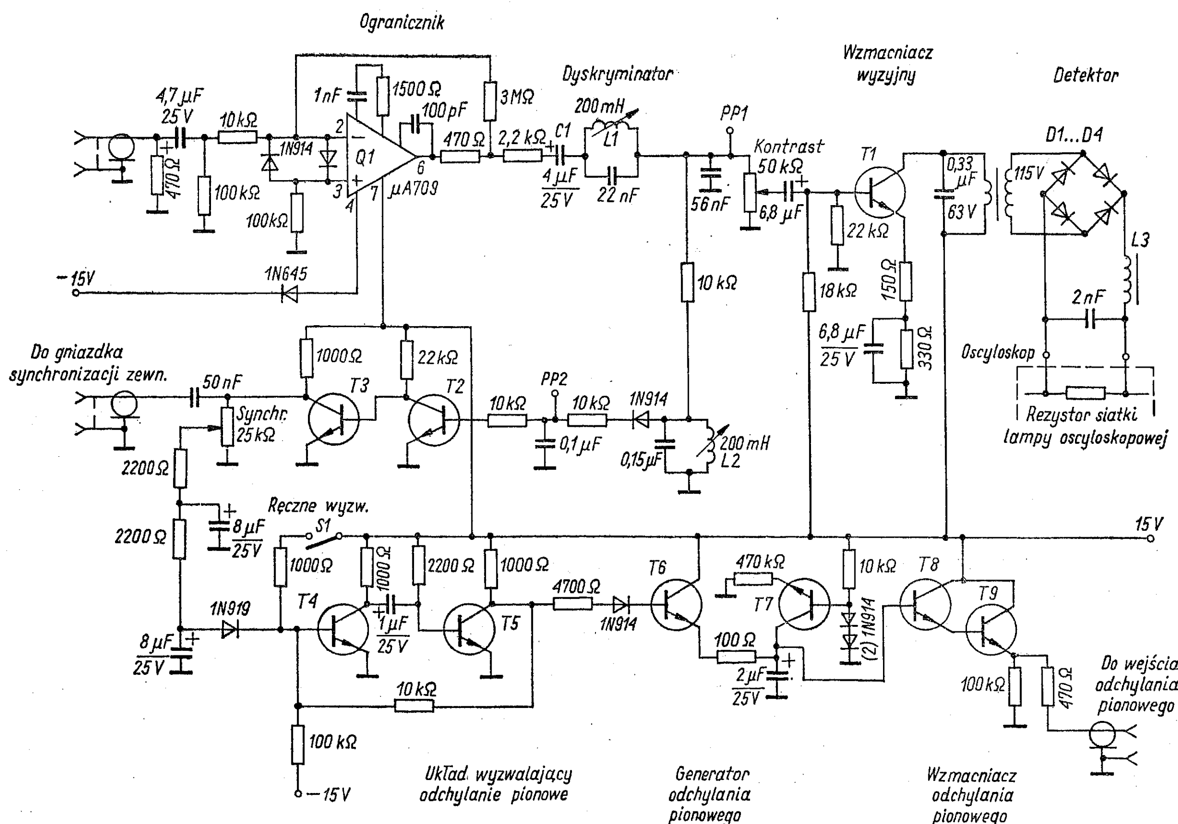
Mimo iż w większości układów kamerowych wykorzystuje się częstotliwość sieci jako wzorzec częstotliwości linii, nie jest to wcale konieczne, a stałość częstotliwości sieci, zwłaszcza krótkookresowa, nie jest bynajmniej duża.

Dekodowanie sygnału SSTV dla uzyskania obrazu polega na odtworzeniu sygnału wizyjnego i impulsów synchronizacji, oraz wytworzeniu piłokształtnych napięć względnie prądów odchylających plamkę lampy obrazowej. Sygnał wizyjny moduluje jaskrawość tej plamki.

Najprostszy sposób realizacji monitora telewizji o powolnej analizie stanowi budowa przystawki do oscyloskopu o długiej poświacie, lub lepiej oscyloskopu pamięciowego. Przykładem takiej konstrukcji jest przystawka Brilesa i Gervenacka [21], której schemat przedstawiono na rys. 3-37. Pomysłowe rozwiązania układowe umożliwiły bardzo znaczne uproszczenie urządzenia, co zadecydowało o jego naśladowaniu w licznych konstrukcjach amatorskich.

Sygnał SSTV zawiera użyteczne informacje jedynie w postaci modulacji częstotliwości, dlatego dla usunięcia zakłóceń od modulacji amplitudy sygnału, jest konieczne ograniczenie sygnału do stałego poziomu. Dokonuje tego układ ze wzmacniaczem operacyjnym Q1 o wzmocnieniu równym 300. Sygnał o wartości międzyszczytowej 100 mV powoduje nasycenie wzmacniacza do wartości międzyszczytowej około 28 V. W układzie dyskryminatora został wykorzystany równoległy obwód rezonansowy, nastrojony na częstotliwość 2350 Hz. Jego impedancja, zależna od częstotliwości, stanowi gałąź szeregową tłumika typu Γ, którego gałąź równoległa ma impedancję niezależną od częstotliwości. Napięcie na wyjściu dyskryminatora ma nadal modulowana częstotliwość, ale proporcjonalnie do częstotliwości zmienia się także jego amplituda tylko ta ostatnia informacja zostaje wykorzystana przez następne stopnie. Dzięki temu, że sygnał z dyskryminatora jest napięciem zmiennym o częstotliwości większej od sygnału wizyjnego (obwiedni), można było zastosować transformator podwyższający *Tr1* dla zwiększenia napięcia sygnału wizyjnego do poziomu wymaganego przez układ modulacji jaskrawości plamki oscyloskopu. Detekcja i filtrowanie sygnału odbywa się dopiero przy wysokim poziomie napięcia, a nie bezpośrednio w układzie dyskryminatora. Dodatkową zaletą uzyskaną w ten sposób jest zmniejszenie wpływu nieliniowości diod.

Częstotliwość 1200 Hz, używaną do synchronizacji, wyodrębnia obwód rezonansowy z cewką *L2*, włączony na wyjściu dyskryminatora. Po wyprostowaniu napięcia z tego obwodu uzyskuje się impulsy o kształcie zbliżonym do impulsów synchronizacji. Ich kształt poprawia wzmacniacz ograniczający z tranzystorami *T2* i *T3*, którego napięcie wyjściowe steruje układ synchronizacji zewnętrznej oscyloskopu. To samo napię-



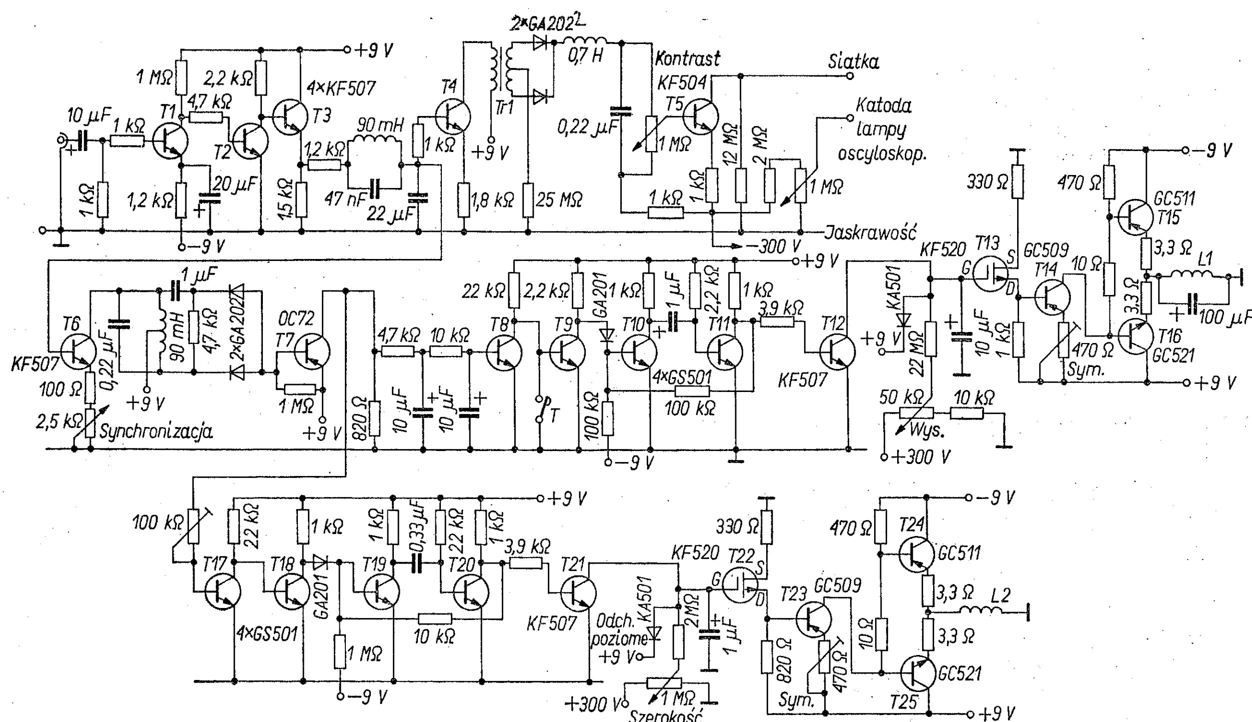
Rys. 3-37. Schemat adaptera do oscyloskopu umożliwiającego dekodowanie i odtwarzania sygnału SSTV

cie przechodzi przez układ całkujący *RC*, w którym zostają wyodrębnione impulsy synchronizacji ramki, wyzwalające uniwibrator z tranzystorami *T4* i *T5*. Przebieg z uniwibratora steruje przełącznik tranzystorowy *T6*, przez który ładuje się kondensator *C2* do napięcia zasilania, aby następnie rozładowywać się stałym prądem przez tranzystor *T7*. Wtórnik Darlingtona *T8*, *T9* zapobiega obciążeniu kondensatora przez układ wejściowy wzmacniacza odchylania pionowego oscyloskopu.

Transformator *Tr1* powinien mieć izolację odpowiednią dla napięcia panującego na katodzie lampy oscyloskopowej, która z reguły ma wysoki potencjał w stosunku do masy.

Z uwagi na małą prędkość odchylania pionowego jest konieczne zastosowanie oscyloskopu ze wzmacniaczem o sprzężeniu bezpośrednim.

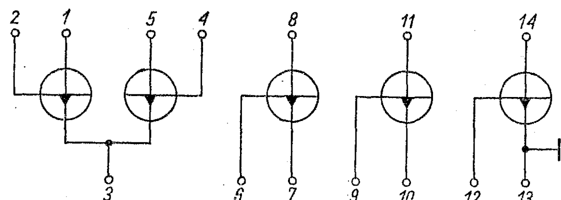
Na tej samej zasadzie został zbudowany układ monitora OK 1 JZS (rys. 3-38). W odróżnieniu od poprzedniego urządzenia, układ jest przystosowany do lampy obrazowej z odchylaniem magnetycznym i zawiera wzmacniacze odchylania. Pierwsze dwa tranzystory tworzą wzmacniacz ograniczający. Podobnie jak w poprzednim układzie rozwiązano detekcję sygnału wizyjnego. Tranzystor *T5*, zasilany napięciem −300 V, pracuje jako wzmacniacz wizyjny. Obwód rezonansowy, połączony z kolektorem tranzystora *T6*, jest nastrojony na częstotliwość 1200 Hz i służy do wydzielania sygnałów synchronizacji. Tranzystory *T12* i *T22*, sterowane impulsami synchronizacji, działają jak wyłączniki rozładowujące kondensatory, wyznaczające stałą czasową w generatorach przebiegów odchylających. Dla zwiększenia liniowości przebiegów ładowanie kondensatorów odbywa się ze źródła o napięciu +300 V, a napięcie na kondensatorach jest poziomowane za pomocą diod, połączonych z napięciem +9 V. Tranzystory polowe umożliwiają uniknięcie obciążania kondensatorów przez wzmacniacze. W stopniach końcowych wzmacniaczy odchylających pracują tranzystory przeciwstawne. Zastosowanie układów scalonych umożliwa nie tylko uproszczenie układu monitora, ale również umożliwia udoskonalenie jego działania, jak to ilustruje przykład z rys. 3-39. Obwód rezonansowy *L1 C2* jest nastrojony na częstotliwość około 2,5 kHz dla umożliwienia detekcji sygnału z modulacją częstotliwości w zakresie do 2,3 kHz na zboczu krzywej rezonansowej. Obwód *L2 C3* ma częstotliwość rezonansową 1,2 kHz i dobroć zmniejszoną przez równoległy rezystor 4,7 kΩ dla zmniejszenia czasu narastania zbocza impulsów synchronizacji do wartości odpowiadającej



Rys. 3-38. Układ monitora SSTV OK 1 JZS

Rys. 3-39. Monitor Tschannena [22]

dla wydzielania impulsów o czasie trwania 5 ms. Układ scalony *Q2* stanowi zespół 5 tranzystorów i ma budowę wewnętrzną pokazaną na rys. 3-40. Zasadniczą zaletą monitora Tschannena jest użycie w nim układu synchronizacji fazowej generatora odchylania poziomego. W przypadku pro-



Rys. 3-40. Układ wewnętrzny zespołu tranzystorów CA 3046 firmy RCA

stej synchronizacji bezpośredniej wpływ zakłóceń, które z reguły towarzyszą odbiorowi dalekich sygnałów na falach krótkich, przejawia się w zmianie fazy impulsów sterujących wzmacniacz odchylania. Następstwem tego jest poszarpana lewa krawędź obrazu na ekranie i odpowiadające temu zniekształcenia linii pionowych. Przy większym poziomie zakłóceń występuje całkowity zanik synchronizacji i utrata treści części obrazu, szczególnie kłopotliwa przez to, że na pojawienie się następnego obrazu trzeba wówczas czekać przeszło 7 sekund. Po wydzieleniu impulsów synchronizacji poziomej zostają one doprowadzone do układu scalonego *Q3*, który zawiera wszystkie elementy aktywne pętli sprzężenia fazowego, łącznie z generatorem sterowanym napięciem błędu. Kondensator *C7* wyznacza stałą czasową filtru pętli sprzężenia i decyduje o odporności na zakłócenia oraz o zakresie synchronizacji. Prostokątny przebieg z układu scalonego *Q3* jest wzmacniany przez jeden z tranzystorów w układzie *Q2*, a po zróżniczkowaniu steruje klucz tranzystorowy *T2*, który rozładowuje kondensator *C9*.

Inne elementy układu odpowiadają rozwiązaniom opisanym poprzednio. Przycisk do ręcznego wyzwalania generatora odchylania pionowego jest pomocny w przypadkach, kiedy wskutek zakłóceń monitor nie zareaguje na impuls synchronizacji. Mała częstotliwość odchylania pionowego umożliwia operatorowi zastąpienie detektora impulsów synchronizacji i w ten sposób uniknięcie konieczności czekania na następną ramkę.

Przystawka oscyloskopowa Bertholda (rys. ■ 3-41 ■) nie zawiera indukcyjności. Do detekcji sygnału z modulacją częstotliwości użyto układów cyfrowych. Oddzielenie układu od katody lampy oscyloskopowej, znajdującej się pod wysokim napięciem względem masy, zapewnia izolator optoelektroniczny, zastosowany zamiast konwencjonalnego układu z transformatorem.

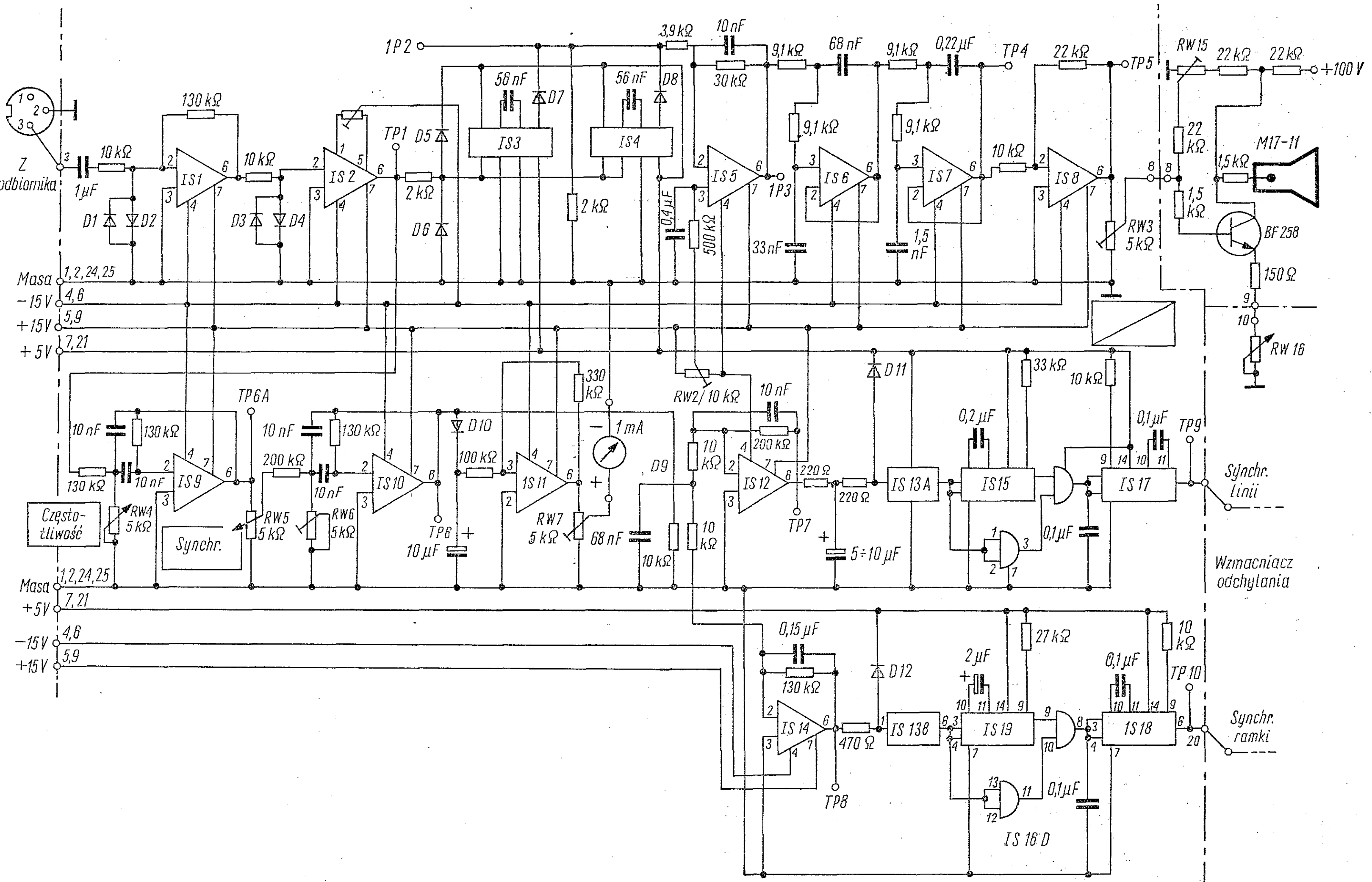
Filtr aktywny ze wzmacniaczem operacyjnym *Q1* eliminuje z sygnału wejściowego częstotliwości mniejsze od 1 kHz. Wzmacniacz operacyjny *Q2* pracuje jako układ progowy z histerezą. W następnym stopniu został umieszczony podwójny uniwibrator, użyty do podwajania częstotliwości sygnału w celu ułatwienia oddzielenia częstotliwości podnośnej od największej częstotliwości wizyjnej. Jeden z uniwibratorów jest wyzwalany dodatnim zboczem prostokątnego przebiegu o częstotliwości podnośnej, a drugi — ujemnym zboczem tego przebiegu. Diody *D2* i *D3* nie dopuszczają do wzajemnego oddziaływania uniwibratorów, umożliwiając równocześnie sumowanie ich przebiegów wyjściowych w tranzystorze *T1*. Detekcja sygnału z modulacją częstotliwości odbywa się za pomocą dyskryminatora liczącego z diodą *D4* i tranzystorem *T2*. Sygnał wizyjny za pośrednictwem wtórnika emiterowego *T3* zostaje doprowadzony do filtru aktywnego o charakterze Butterwortha czwartego rzędu ze wzmacniaczami *Q4* i *Q5*. Jego częstotliwość graniczna wynosi 1 kHz. Potencjometry *P2* i *P3* służą do ustawiania napięcia wyjściowego filtru na zero przy częstotliwości 2,3 kHz i na +8 V przy częstotliwości 1,2 kHz.

Poprawne działanie układu wydzielania impulsów synchronizacyjnych zapewnia selektor amplitudowy zbudowany z dwóch komparatorów *Q8* i *Q9*, współdziałający z dyskryminatorem częstotliwości oraz układy reagujące na czas trwania impulsów z układami scalonymi *Q10* do *Q12*.

Jak wspomniano poprzednio, po przejściu przez filtr dolnoprzepustowy, impulsy synchronizacji mają amplitudę 8 V. „Okienko" filtru amplitudowego ma szerokość 250 mV, co odpowiada dopuszczalnemu odstrojeniu o ±200 Hz od poprawnej wartości częstotliwości podnośnej. Tolerancja na zmianę częstotliwości ma tutaj duże znaczenie, gdyż sygnał jest przesyłany przez nadajnik jednowstęgowy. Wprawdzie odbiornik dostraja się przy odbiorze sygnału mowy, trudno jednak zapewnić wystarczającą stałość częstotliwości przez dłuższy czas.

Długości impulsów uniwibratorów dobiera się tak, aby wynosiły one 6 ms i 4 ms dla *Q10*, względnie 35 ms i 25 ms dla *Q12*. Te wartości wyznaczają granice, w których impulsy synchronizacji są interpretowane jako poprawne. Napięcie odchylania pionowego wytwarza integrator ze wzmacniaczem operacyjnym *Q13*. Kondensator całkujący jest rozładowywany przez tranzystor *T5*, sterowany impulsami synchronizacji pionowej, a w przypadku braku impulsu — przyciskiem ręcznym.

Oddzielenie wzmacniacza wizyjnego z układami scalonymi *Q6* i *Q7* od reszty układu zapewnia



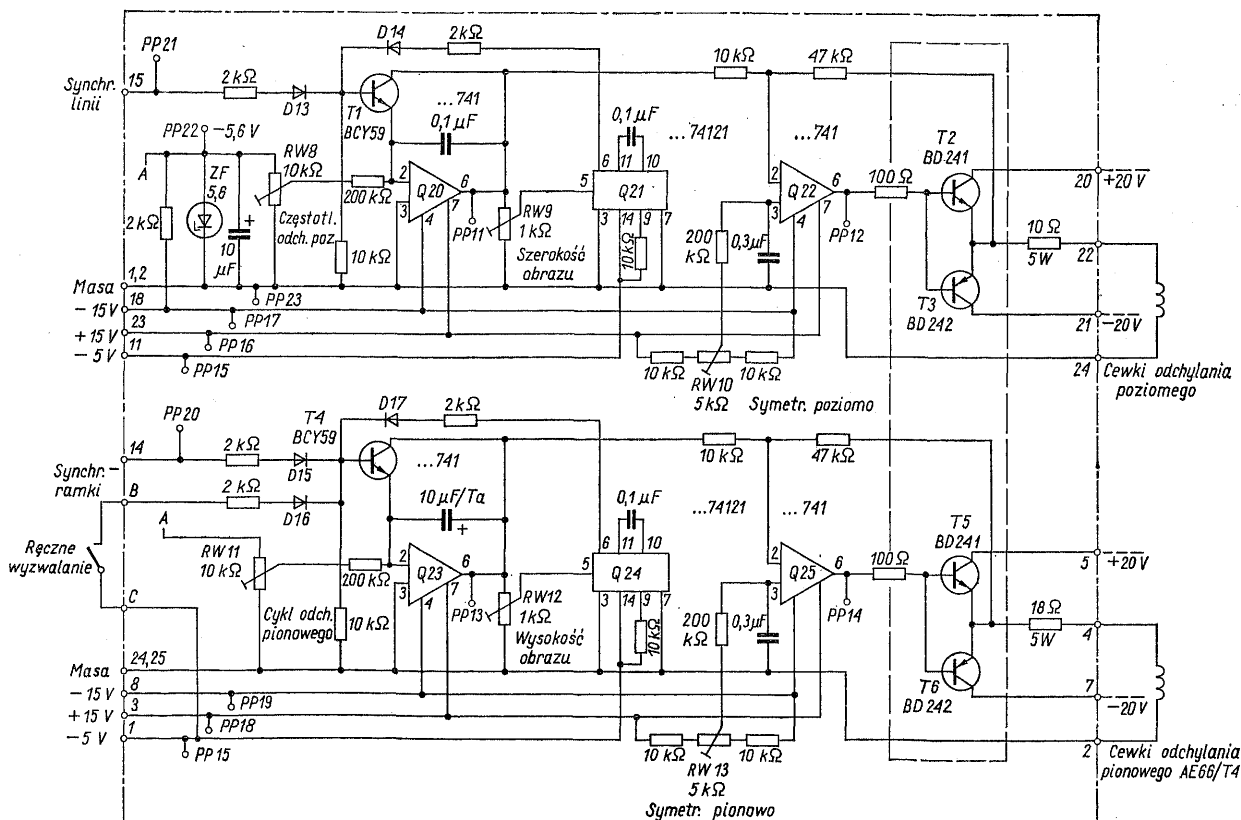
Rys. 3-42. Układ torów wizyjnego i synchronizacyjnego monitora Schallera [24]

izolator optoelektroniczny, złożony z diody luminescencyjnej i fotodiody, umieszczonych w pewnej odległości od siebie w nieprzezroczystej rurce izolacyjnej. Wzmacniacze *Q6* i *Q7* muszą być oczywiście zasilane z osobnego zasilacza, o izolacji odpowiednio wytrzymałej na napięcie, panujące na katodzie lampy oscyloskopowej.

Eliminacja fałszywych impulsów poprawia odporność na zakłócenia tylko jednostronnie, gdyż przy braku impulsów występują zniekształcenia fazy napięcia odchylającego, albo generator napięcia odchylającego w ogóle przestaje pracować. Z tego względu jest pożądane stosowanie synchronizacji fazowej, która najczęściej z powodzeniem zastępuje specjalne układy eliminacji zakłóceń. Nie wyklucza to oczywiście łącznego stosowania obu metod, jak to się od dawna stosuje w typowych odbiornikach telewizyjnych.

Na podobnych zasadach został opracowany układ monitora Schallera przedstawiony na rys. 3-42 [24]. Sygnał SSTV o wartości międzyszczytowej większej od 150 mV zostaje poddany ograniczaniu wzmacniacza *Q1*, a następnie do wzmacniacza *Q2*, pracującego bez sprzężenia zwrotnego. Diody *D1* do *D4* ograniczają napięcie na wejściu wzmacniaczy, zaś diody *D5* i *D6* poziomują napięcie wyjściowe ogranicznika, aby dostosować je do wymagań układów TTL. Uniwibratory *Q3* i *Q4* służą do podwajania częstotliwości sygnału i normalizacji impulsów, doprowadzonych do aktywnego filtru dolnoprzepustowego z układami scalonymi *Q5* do *Q7*. Wzmacniacz *Q8* steruje tranzystor wyjściowy, a za jego pośrednictwem — katodę kineskopu.

Sygnały synchronizacji są wyodrębniane w torze, zaczynającym się od filtru aktywnego z układem scalonym *Q9*. Częstotliwość środkowa filtru wynosi 1,2 kHz, a szerokość pasma — 200 Hz. Wartość częstotliwości środkowej można zmieniać za pomocą potencjometru *P4*, co umożliwia przystosowanie urządzenia do sygnałów znacznie odbiegających od standardu, np. w przypadku sygnałów zapisanych na taśmie magnetycznej przy niedostrojonym odbiorniku. Następny wzmacniacz operacyjny, *Q10*, również pracuje jako filtr aktywny. Sygnał z jego wyjścia po wyprostowaniu przez diodę *D10* steruje przez wzmacniacz *Q11* wskaźnik dostrojenia. Drugi prostownik, zawierający diodę *D9* i filtr o mniejszej stałej czasowej, dostarcza impulsów ujemnych, które zostają doprowadzone do integratorów *Q12* i *Q14*. Zadaniem integratorów jest rozróżnianie impulsów o długości 5 ms od impulsów o długości 30 ms, przed ich skierowa-

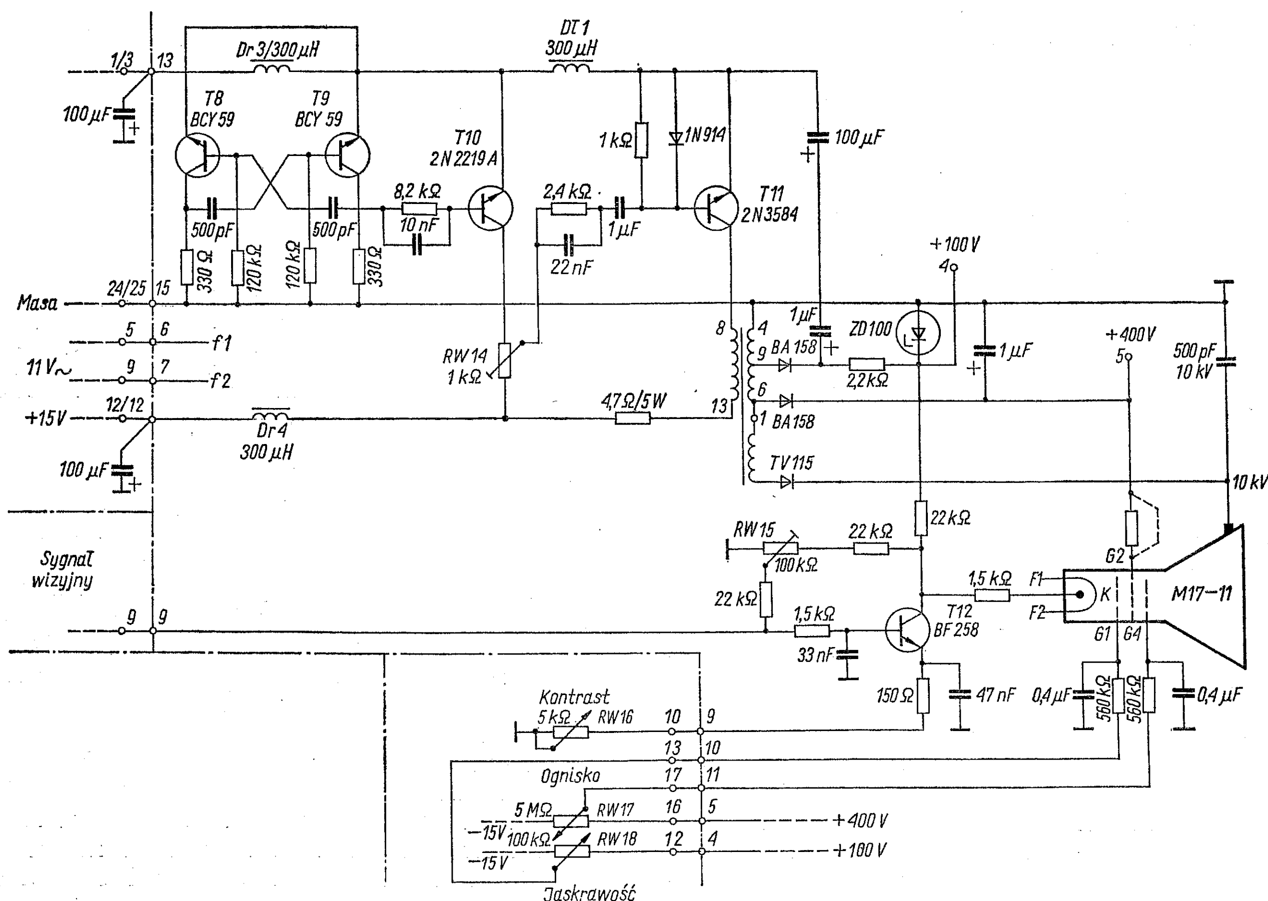


Rys. 3-43. Układ odchylania

niem do układu synchronizacji poziomej i pionowej. Układ scalony *Q13* przywraca stromość zboczy impulsów, po czym odbywa się kontrola długości impulsów za pośrednictwem układów scalonych *Q15, Q16,* względnie *Q19, Q16.* Uniwibratory *Q17* i *Q18,* wytwarzające impulsy o długości 1 ms, mogą być wyzwolone tylko przez impulsy synchronizacji o długości nie mniejszej od określonej wartości krytycznej.
Na rysunku 3-43 przedstawiono schemat generatorów i wzmacniaczy prądu dla cewek odchylających. Przebieg piłokształtny dla układu odchylania poziomego wytwarza integrator ze wzmacniaczem operacyjnym *Q20.* Kondensator całkujący jest rozładowywany przez tranzystor przełącznikowy *T1,* sterowany impulsem z uniwibratora *Q21.* Impulsy sterujące, przechodzące przez diodę *D13,* zapoczątkowują rozładowanie kondensatora, natomiast impulsy z uniwibratora zapewniają ciągłą pracę generatora przy braku impulsów synchronizacji. Prąd w cewkach odchylających wytwarzają tranzystory przeciwstawne, sterowane przez wzmacniacz operacyjny *Q22.* Analogiczny układ ma zespół odchylania pionowego. Różnica polega jedynie na innej stałej czasowej integratora, oraz tym, że odchylanie pionowe można wyzwolić również za pomocą przycisku ręcznego.
Do wytwarzania wysokiego napięcia dla zasilania anody kineskopu służy układ, pokazany na rys. 3-44. Multiwibrator z tranzystorami *T8* i *T9* wytwarza przebieg o częstotliwości około 16 kHz, który przez tranzystor *T10* zostaje doprowadzony do stopnia wyjściowego z tranzystorem *T11.* W obwodzie kolektorowym tego tranzystora znajduje się uzwojenie pierwotne typowego transformatora wyjściowego z telewizora tranzystorowego. Z tego samego tranzystora pochodzi napięcie 400 V i 100 V. To ostatnie napięcie jest stabilizowane za pomocą diody stabilizacyjnej.

3.19 Odbiorniki z przemianą bezpośrednią

Radioamatorzy zawsze interesowali się konstrukcją odbiorników, które przy maksymalnej prostocie układu byłyby przydatne do celów ko-

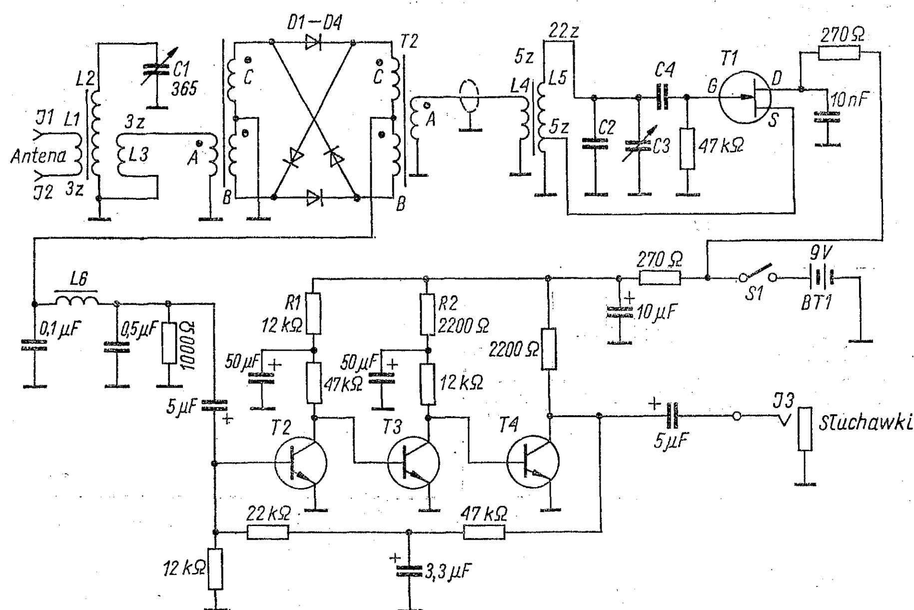


Rys. 3-44. Schemat zasilacza wysokonapięciowego i obwodów lampy kineskopowej

munikacyjnych. Przez długi czas w tej dziedzinie dominowały odbiorniki reakcyjne. W ostatnich latach zyskał znaczenie układ odbiornika z przemianą bezpośrednią. Wprawdzie jest rzeczą oczywistą, że nie może on konkurować z bardziej złożonymi odbiornikami superheterodynowymi, jednak przy łatwej do osiągnięcia stabilności i wystarczającej czułości, ma on niezwykle prostą budowę, przez co szczególnie nadaje się do celów amatorskich.

Odbiornik z przemianą bezpośrednią stanowi szczególny przypadek superheterodyny, w której częstotliwość pośrednia ma wartość zerową. Wynika z tego brak wzmacniacza pośredniej częstotliwości z obwodami rezonansowymi i detektora. Niekorzystną konsekwencją zerowej częstotliwości pośredniej jest brak odstępu między sygnałem użytecznym i sygnałem zwierciadla-

Odbiornik z rys. 3-45 zawiera jedynie niezbędne elementy: obwód wejściowy, strojony niezależnie od generatora, diodowy mieszacz zrównoważony, generator i wzmacniacz małej częstotliwości z filtrem dolnoprzepustowym. Wszystkie cewki wielkiej częstotliwości są nawinięte na rdzeniach toroidalnych z ferrytu wielkiej częstotliwości. Transformatory symetryzujące dla mieszacza mają uzwojenia trifilarne, tj. nawinięte potrójnie złożonym drutem. Każdy drut tworzy 15 zwojów. Dwa uzwojenia każdego transformatora łączy się szeregowo. Indukcyjność filtru dolnoprzepustowego o częstotliwości granicznej około 2 kHz tworzy dławik 88 mH, nawinięty na rdzeniu pierścieniowym. Wzmacniacz o sprzężeniu bezpośrednim zapewnia wzmocnienie około 100 dB i może być obciążony słuchawkami o impedancji 2 kΩ. Odbiornik nie został

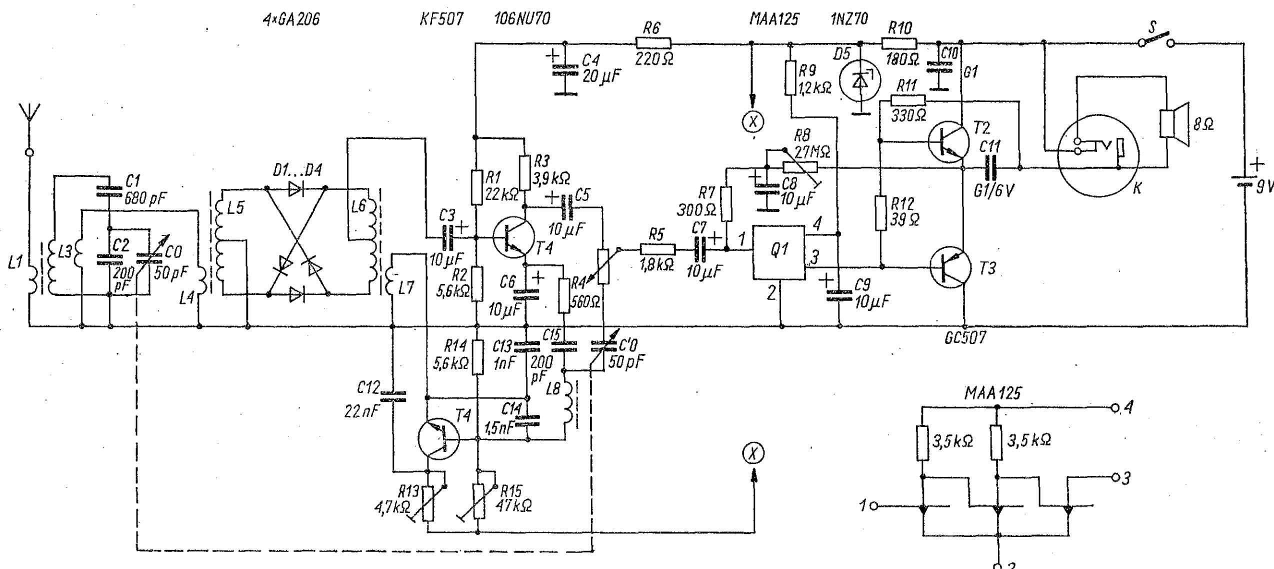


Rys. 3-45. Schemat prostego odbiornika z przemianą bezpośrednią umożliwiającego odbiór telegrafii niemodulowanej i modulacji jednowstęgowej [25]

nym, co pogarsza skuteczność filtru dolnoprzepustowego we wzmacniaczu małej częstotliwości stosowanego dla zapewnienia selektywności odbiornika. Inną wadę odbiornika z przemianą bezpośrednią stanowi konieczność bardzo precyzyjnego dostrojenia do częstotliwości nośnej sygnału z modulacją amplitudy w celu uniknięcia interferencji wstęg bocznych o przesuniętych częstotliwościach. Poprawny odbiór może zapewnić synchronizacja generatora częstotliwością nośną, zmusza to jednak do rozbudowy układu. Ponieważ w łączności radiowej zasadnicze znaczenie ma telegrafia niemodulowana i modulacja jednowstęgowa, zasada przemiany bezpośredniej może być stosowana w najprostszej postaci.

wyposażony w regulację wzmocnienia. Przy odbiorze sygnałów telegraficznych nasycanie wzmacniacza jest dopuszczalne, natomiast w przypadku silnych sygnałów SSB można zmniejszyć czułość przez rozstrojenie obwodu wejściowego. Elementy, uwidocznione na schemacie, umożliwiają pokrycie zakresu od 3,5 do 7,5 MHz; zakres odbioru można bez trudu zmienić, dobierając częstotliwość generatora i obwodu wejściowego.

Podobny odbiornik, o nieco bardziej rozbudowanym układzie, przedstawiono na rys. 3-46. Został on przystosowany do odbioru w jednym z pasm amatorskich. Zmianę zakresu można uzyskać przez dodanie przełącznika lub zastosowanie wymiennych cewek. Strojenie odbiorni-



Rys. 3-46. Odbiornik z przemianą bezpośrednią ze scalonym wzmacniaczem małej częstotliwości i wzmacniaczem wyjściowym [26]

ka jest jednogałkowe; wyposażono go również w potencjometr do regulacji czułości. Użycie w układzie prostego wzmacniacza scalonego, zawierającego trzy tranzystory ze sprzężeniem bezpośrednim oraz przeciwstawnego wzmacniacza mocy umożliwia zastosowanie głośnika.

3.20 Odbiornik komunikacyjny amatorski [27]

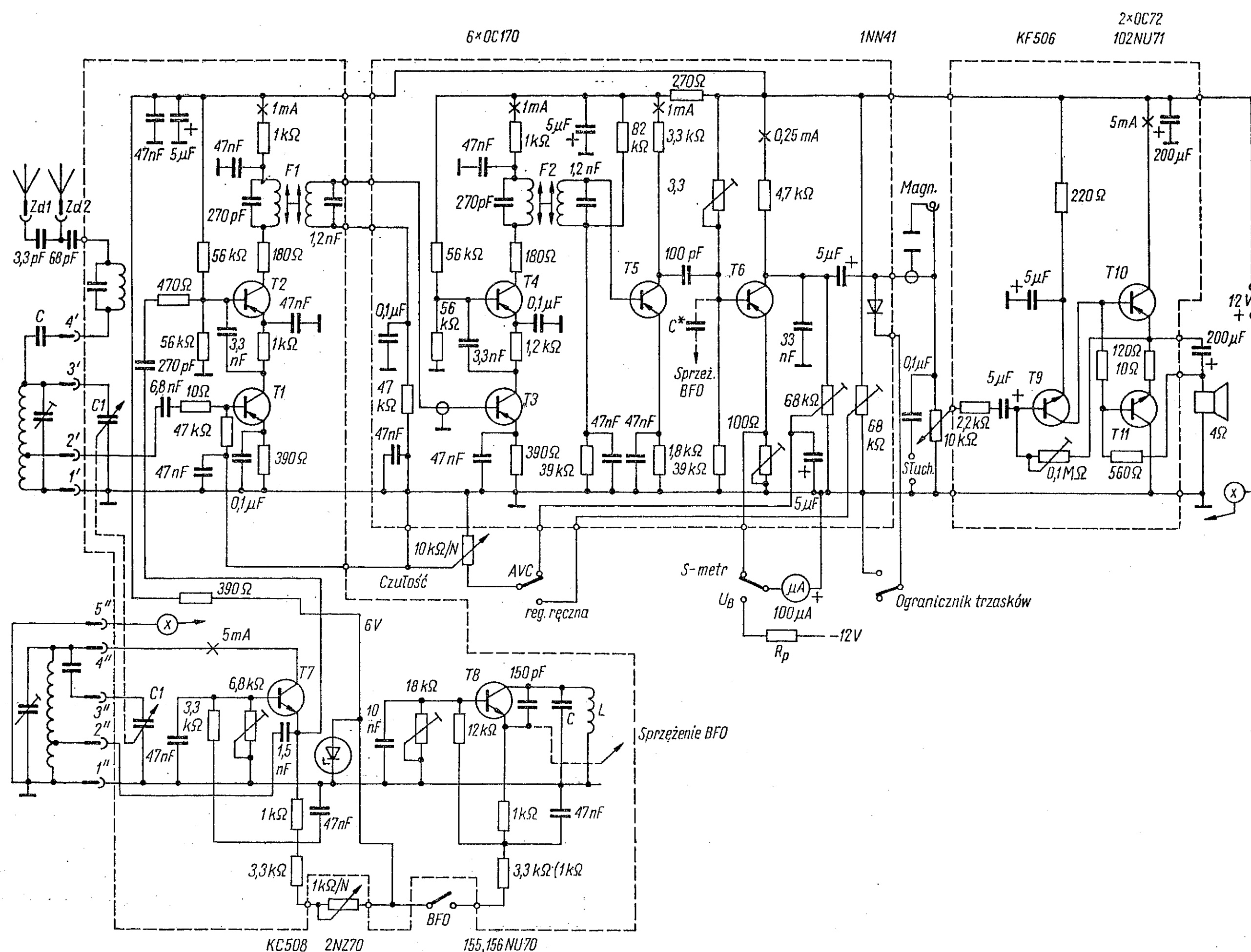
Nazwą odbiornika komunikacyjnego oznacza się zazwyczaj urządzenie, którego możliwości nie ograniczają się do odbioru stacji radiofonicznych. Niekoniecznie musi to być odbiornik wysokiej klasy, jednak regułą jest, aby umożliwiał on odbiór telegrafii niemodulowanej i modulacji jednowstęgowej, co wiąże się z wyposażeniem go w generator dudnieniowy (BFO) i ręczną regulację wzmocnienia wzmacniacza wielkiej i pośredniej częstotliwości.

Przykładem prostego odbiornika amatorskiego, umożliwiającego zastosowanie go do celów komunikacyjnych jest konstrukcja przedstawiona na rys. 3-47. W odbiorniku pracują jedynie tranzystory bipolarne, które z korzyścią dla parametrów odbiornika mogą być zastąpione bardziej nowoczesnymi typami krzemowymi. Tranzystory *T1* i *T2* tworzą mieszacz w układzie kaskodowym. Jego wyjście jest połączone z miniaturowym filtrem elektromechanicznym typu WK 85003. Częstotliwość środkowa tego filtru wynosi 455 kHz z dopuszczalną odchyłką 2 kHz, a szerokość pasma — 9 kHz. Oba filtry, zastosowane w odbiorniku, mają dobraną jednakową częstotliwość środkową.

Wzmacniacz pośredniej częstotliwości z tranzystorami *T3* i *T4* ma również układ kaskodowy, korzystny ze względu na bardzo dobrą stabilność bez neutralizacji, łatwość regulacji wzmocnienia, a w przypadku mieszacza daje on dobrą izolację generatora od obwodu wejściowego. Aperiodyczny stopień wzmocnienia pośredniej częstotliwości z tranzystorem *T5* steruje tranzystor *T6*, pełniący funkcję detektora, wzmacniacza sygnału akustycznego i napięcia automatycznej regulacji wzmocnienia, a także sterujący wskaźnik natężenia pola. Dzielnik napięcia w obwodzie bazy tego tranzystora polaryzuje go do napięcia progu przepływu prądu kolektora.

Heterodyna i generator dudnieniowy mają podobny układ z uziemioną bazą i sprzężeniem zwrotnym z obwodu rezonansowego do obwodu emitera. Pierwszy generator jest przestrajany kondensatorem obrotowym, połączonym z kondensatorem obwodu wejściowego. Precyzyjne dostrajanie generatora umożliwia potencjometr, wpływający na pojemność złącza kolektorowego przez zmianę napięcia kolektora. Generator dudnieniowy jest nastrojony na stałą częstotliwość.

Zakres częstotliwości odbiornika, wynoszący 530 kHz do 32 MHz, został podzielony na pięć pasm. W nietypowy sposób rozwiązano przełączanie zakresów. Cewki i kondensatory poszczególnych zakresów zostały umieszczone na wspólnej płytce, którą przesuwa się względem sty-

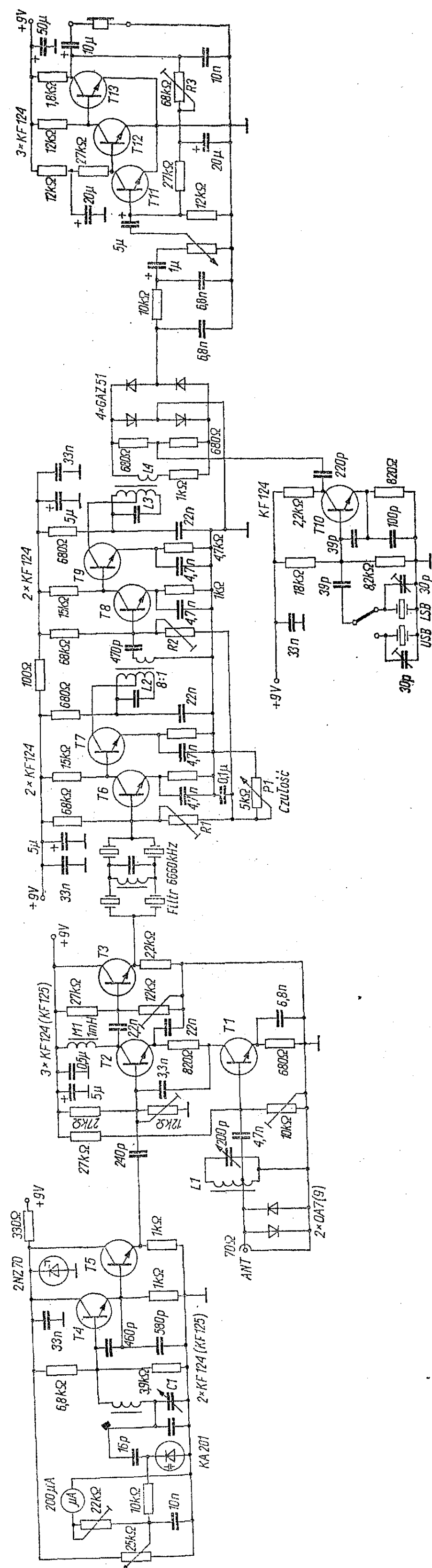


Rys. 3-47. Schemat małego odbiornika komunikacyjnego konstrukcji amatorskiej [27]

ków nieruchomych aby połączyć z nimi odpowiednie styki cewek. Stanowi to odpowiednik przełącznika bębnowego z rozwiniętą pobocznicą bębna.

3.21 Odbiornik krótkofalowy [28]

Odbiornik, którego schemat przedstawiono na rys. 3-48, jest przeznaczony do odbioru w jednym pasmie amatorskim. Jego konstrukcja została uproszczona przez zastosowanie pojedynczej przemiany częstotliwości i brak wzmacniacza wielkiej częstotliwości. Przez dodanie konwertera, pokazanego na rys. 3-49, można uzyskać odbiornik z podwójną przemianą częstotliwości, zdolny do pracy we wszystkich amatorskich pasmach krótkofalowych i mający znacznie lepsze parametry, niż układ podstawowy. Mieszacz z tranzystorami *T1* i *T2* ma budowę analogiczną jak w poprzednim odbiorniku. Obciążeniem kolektora tranzystora *T2* jest dławik zamiast filtru pośredniej częstotliwości. Generator jest strojony kondensatorem szeregowym. Precyzyjne dostrajanie umożliwia układ pojemności z diodą pojemnościową, sterowaną napięciem, dołączony równolegle do kondensatora strojeniowego. Wzmacniacz pośredniej częstotliwości ma selektywność określoną właściwościami filtru kwarcowego o częstotliwości 6660 kHz. Za filtrem są włączone dwie pary tranzystorów, *T6* do *T9*, tworzące wzmacniacz pośredniej częstotliwości o wzmocnieniu regulowanym ręcznie potencjometrem *P1*.
Ponieważ odbiornik jest przeznaczony jedynie do odbioru telegrafii niemodulowanej i modulacji jednowstęgowej, zastosowano w nim tylko detektor iloczynowy z czterema diodami w układzie modulatora pierścieniowego. Generator dudnieniowy, stale włączony, ma częstotliwość stabilizowaną kwarcami; ich przełączanie umożliwia wybranie dolnego lub górnego pasma. Wzmacniacz małej częstotliwości ma wyjście

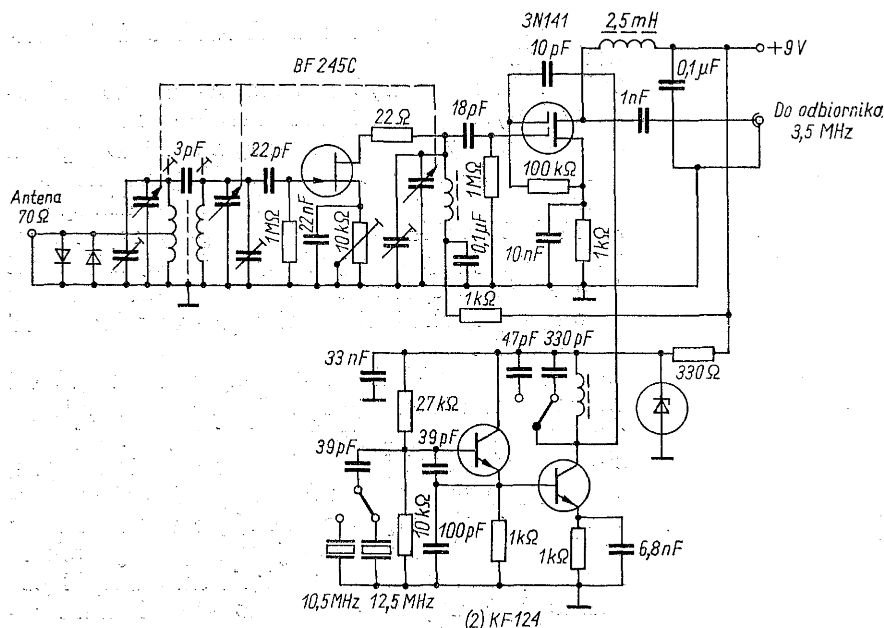


Rys. 3-48. Schemat odbiornika na jedno pasmo amatorskie (3,5 MHz)

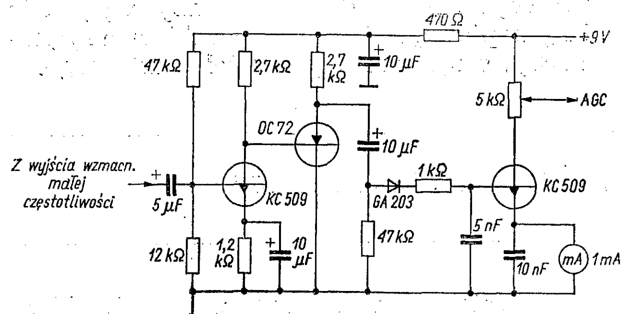
przeznaczone tylko dla słuchawek o dużej impedancji.
Odbiornik może być przystosowany do odbioru w innych pasmach amatorskich przez zastosowanie konwertera, jak na rys. 3-49. Dla pasm 7 MHz i 14 MHz częstotliwość generatora w konwerterze wynosi 10,5 MHz, a dla pasm 21 MHz i 28 MHz — 25 MHz, przy czym uzyskuje się ją przez podwojenie częstotliwości 12,5 MHz. Współpraca z takim konwerterem wymaga przestrajania odbiornika w zakresie od 3 do 4 MHz.
Rozwiązanie układu automatycznej regulacji wzmocnienia ilustruje rys. 3-50. Pierwszy tranzystor wzmacnia sygnał wyjściowy małej częstotliwości, drugi jest wtórnikiem emiterowym, sterującym prostownik diodowy. Trzeci tranzystor wzmacnia napięcie sterujące wzmocnienie; w obwodzie jego emitera jest włączony wskaźnik natężenia sygnału. Napięcie automatyki powinno być doprowadzone do stopni sterowanych przez filtr dolnoprzepustowy o stałej czasowej odpowiednio dużej, tak aby wygładzić zmiany napięcia, związane z charakterem sygnału mowy, względnie sygnału telegraficznego.

3.22 Odbiornik Heathkit GR-78

Zastosowanie tranzystorów polowych MOS z dwiema bramkami umożliwiło uzyskanie bardzo dobrych właściwości odbiornika GR-78 firmy Heathkit (rys. ■ 33-51 ■), mimo konstrukcji na tyle prostej, że odbiornik może być montowany przez amatorów z zestawu części.
Odbiornik jest przystosowany do odbioru sygnału AM, SSB i telegrafii A1. Umożliwia on odbiór w sześciu zakresach: 200 ... 400 kHz, 550 ... ... 1300 kHz, 1,3 ... 3,0 MHz, 3,0 ... 7,5 MHz, 7,5 ... ... 18,0 MHz i 18,0 ... 30,0 MHz. Czułość na zakresach krótkofalowych jest rzędu 1 µV, a na najniższym zakresie — nie gorsza od 10 µV. Szerokość pasma, wyznaczona przez filtr ceramiczny, wynosi 7 kHz przy spadku wzmocnienia o 6 dB, moc wyjściowa wzmacniacza małej częstotliwości jest równa 300 mW.
Na wszystkich zakresach z wyjątkiem najwyższego odbiornik pracuje z jedną przemianą częstotliwości, a wartość częstotliwości pośredniej wynosi 455 kHz. Na najwyższym zakresie odbiornik ma podwójną przemianę, z pierwszą częstotliwością pośrednią, wynoszącą 4034 kHz. Zastosowanie pojedynczej przemiany odbija się na wartości tłumienia częstotliwości zwierciadlanych: z 65 dB na pierwszym zakresie spada ona



Rys. 3-49. Układ konwertera, transponującego pozostałe pasma amatorskie do pasma 3,5 MHz



Rys. 3-50. Schemat układu automatycznej regulacji wzmocnienia z napięciem sterującym, uzyskiwanym przez wyprostowanie napięcia wyjściowego małej częstotliwości

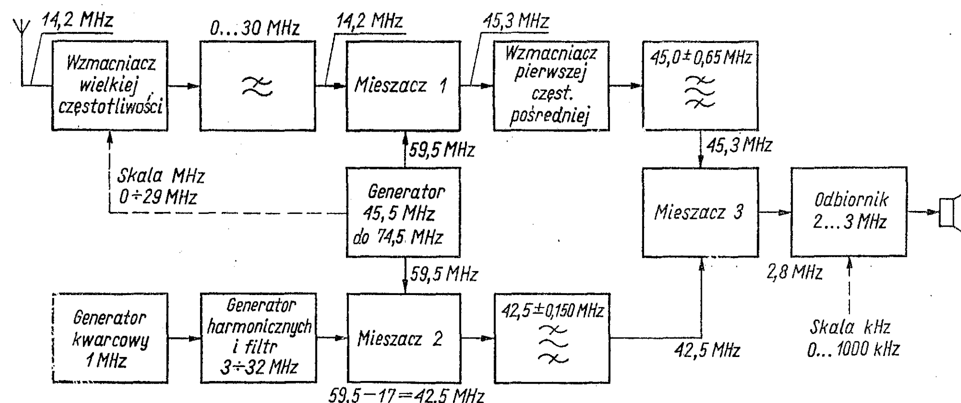
do 25 dB na piątym. Na ostatnim zakresie tłumienie sygnałów lustrzanych wynosi 35 dB. Wbudowana antena teleskopowa jest sprzężona z obwodem wejściowym przez kondensator *C503*, natomiast antenę zewnętrzną włącza się przez małą pojemność dodatkową *C502*, co upraszcza układ, likwidując potrzebę dostrajania obwodu wejściowego przy zmianie anteny. Przez kondensator *C504* można do obwodu wejściowego wprowadzić sygnał z kalibratora kwarcowego, zawierający harmoniczne częstotliwości 500 kHz. W stopniu wzmacniacza wielkiej częstotliwości pracuje tranzystor *T101*. Sygnał z obwodu wejściowego jest doprowadzony do jego pierwszej bramki, natomiast druga bramka została wykorzystana do automatycznej regulacji wzmocnienia. Podobnie działa ręczna regulacja wzmocnienia wielkiej częstotliwości, jednak w tym przypadku zmiana punktu pracy odbywa się za pomocą potencjometru w obwodzie źródła. Przez drugi obwód wielkiej częstotliwości sygnał jest sprzężony z tranzystorem *T201*, pełniącym rolę pierwszego mieszacza. Druga bramka tego tranzystora otrzymuje sygnał z generatora. W obwodzie drenu jest umieszczony obwód *C201, L201* częstotliwości pośredniej 455 kHz (przy odbiorze na pierwszych pięciu zakresach), względnie obwód *C202, L202*, nastrojony na częstotliwość 4034 kHz (przy odbiorze na zakresie 18 ... 30 MHz). Na najwyższym zakresie, dodatkowe zestyki przełącznika zakresów włączają zasilanie drugiego generatora, stabilizowanego kwarcem. Pierwszy generator z tranzystorem *T301* pracuje w układzie z uziemionym drenem. Częstotliwość generatora jest zmieniana w ramach każdego zakresu kondensatorem strojeniowym *C501C*, a dodatkowo — w węższych granicach — za pomocą równolegle włączonego kondensatora *C505* o mniejszej pojemności. Umożliwia on rozciąganie pasm o granicy ustawionej głównym kondensatorem strojeniowym przy wykorzystaniu kalibratora kwarcowego.

Z pierwszego obwodu pośredniej częstotliwości sygnał jest przekazywany do pierwszej bramki tranzystora *T401*, który pełni rolę wzmacniacza pośredniej częstotliwości, względnie drugiego mieszacza. Dren tranzystora *T401* jest sprzężony z następnym stopniem wzmacniacza pośredniej częstotliwości przez filtr ceramiczny. Poza pierwszym obwodem rezonansowym i filtrem ceramicznym we wzmacniaczu pośredniej częstotliwości nie występują elementy selektywne. Tranzystor *T402* jest objęty automatyczną regulacją wzmocnienia. W odróżnieniu od układu regulacji wzmacniacza wielkiej częstotliwości, który był sterowany napięciem wyprostowanym

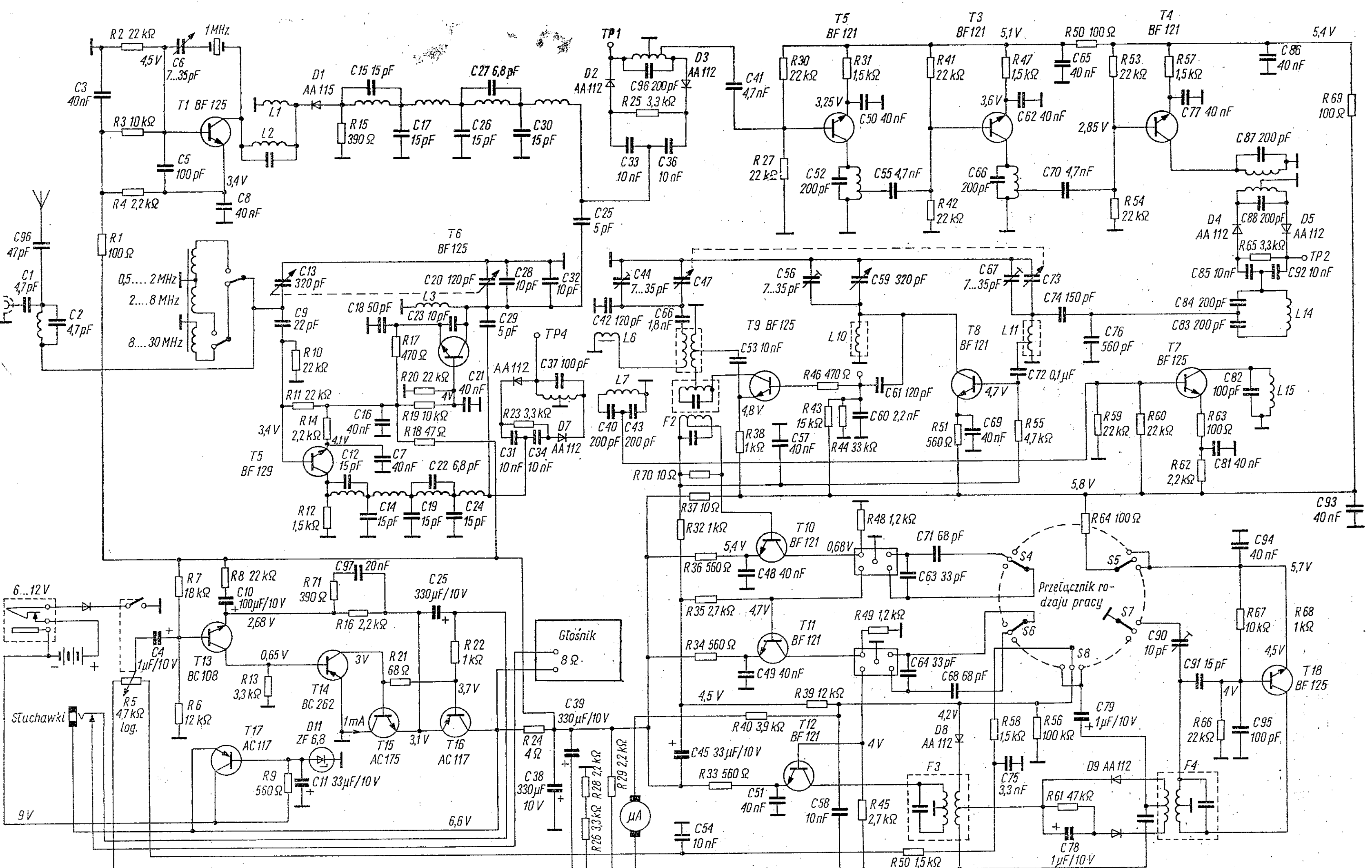
przez diody *D403* i *D404*, napięcie dla tranzystora *T402* pochodzi z detektora z tranzystorem *T404* który pracuje w klasie B prostując dodatnie połówki w obwodzie bazy i wzmacniając sygnał sterujący prądu stałego w obwodzie kolektora. Zmiana prądu emitera tranzystora *T402* przy regulacji wzmocnienia jest wykorzystana do sterowania wskaźnika poziomu sygnału. Układ automatycznej regulacji wzmocnienia obu stopni można wyłączyć za pomocą wyłącznika ręcznego.
Do detekcji sygnałów AM służy dioda *D401*, natomiast przy odbiorze telegrafii i SSB jest czynny detektor iloczynowy z tranzystorem polowym dwubramkowym *T405*. Generator dudnieniowy z tranzystorem *T410* jest nastrojony na stałą częstotliwość, ale nie jest ona stabilizowana kwarcem. Drugi generator z tranzystorem *T411*, o częstotliwości stabilizowanej kwarcem, jest wykorzystywany jedynie na najwyższym zakresie. Zasilanie kalibratora kwarcowego z tranzystorem *T412* można przerwać osobnym wyłącznikiem. Dioda *D402* łącznie z układem rezystorów i kondensatorów tworzy ogranicznik trzasków. W stanie ustalonym droga sygnału małej częstotliwości przebiega przez diodę nasyconą. Zakłócenia impulsowe powodują odcięcie diody i zwiększenie tłumienia.
Zasilacz ma układ podwajacza napięcia, w którym kondensatory zostały zastąpione przez akumulatory. Akumulatory mogą być również ładowane z zewnętrznego źródła napięcia stałego. Dioda *D503* zabezpiecza przed odwróceniem biegunów i zwarciem w zewnętrznym źródle. Żarówka *PL503* służy jako wskaźnik ładowania, a dodatkowo ogranicza prąd ładowania.

3.23 Odbiornik Barlow Wadley XCR-30

Bardzo interesujący układ odbiornika Barlow Wadley XCR-30 (rys. 3-52 i 3-53) umożliwia pokrycie częstotliwości od 0,5 do 30 MHz w 30 zakresach o stałej szerokości, wynoszącej 1 MHz, przy zastosowaniu jedynie 18 tranzystorów i konstrukcji na tyle prostej, że pod względem ceny odbiornik konkuruje z bateryjnymi odbiornikami radiofonicznymi. Zmiana zakresu odbywa się bez udziału przełączników, a szybkość i wygoda ustawiania odbieranej częstotliwości nie ustępuje zaletom odbiorników z syntezą częstotliwości. Uproszczenie układu narzuca pewne ograniczenia dla takich parametrów, jak odporność na zniekształcenia intermodulacyjne, selektywność, czułość. Te przyczyny zapewne skłoniły firmę Racal do zaniechania tej koncepcji w odbiornikach profesjonalnych. W dziedzinie odbiorników powszechnego użytku o stosunkowo niskiej cenie układ T. L. Wadleya ma ogromne zalety, wypełniając lukę pomiędzy niewygodą typowych przełączników zakresów, a dużą złożonością i kosztem urządzeń z syntezerem częstotliwości. Podobną zasadę zastosowano kilka lat wcześniej w odbiorniku Galaxy R-530, leżącym na pograniczu urządzeń profesjonalnych i przeznaczonych dla amatorów, ale jego układ jest bardziej złożony i zawiera 45 tranzystorów.
Odbiornik XCR-30 składa się z dwóch układów odbiorczych: jeden stanowi konwencjonalny odbiornik superheterodynowy, pokrywający zakres od 2 do 3 MHz, drugi tworzy konwerter dla pierwszego i pracuje z wysoką częstotliwością pośrednią, leżącą powyżej najwyższej częstotliwości odbieranej. Osobliwością układu konwertera jest zastosowanie płynnie przestrajanego pierwszego generatora do skokowego ustawiania częstotliwości odbieranej w megahercach i układ kompensacji niedokładności ustawienia częstotliwości pierwszego generatora i jego niestabilności. Znamionowa wartość pierwszej częstotliwości pośredniej wynosi 45 MHz, a dopuszczalna odchyłka, mieszcząca się jeszcze w paśmie przepuszczania, ma wartość 650 kHz w każdą stronę. W rzeczywistości wykorzystuje się pasmo 1 MHz. Generator ma zakres prze-



Rys. 3-52. Schemat blokowy odbiornika XCR-30. Dla przykładu podano częstotliwości odpowiadające odbiorowi sygnału o częstotliwości 14,2 MHz



Rys. 3-53. Schemat odbiornika Barlow Wadley XCR-30

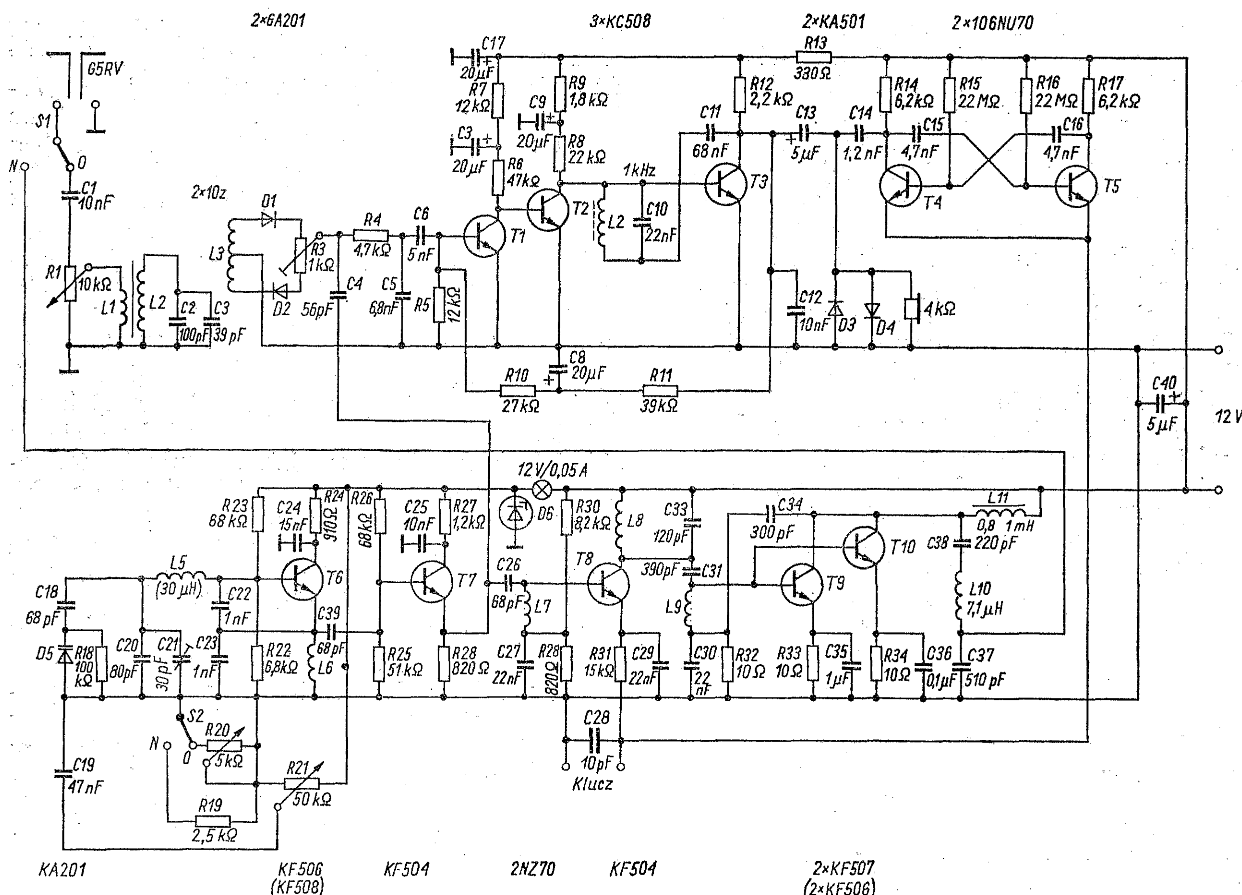
strajania 45,5 do 74,5 MHz. Do zgrubnego ustawiania częstotliwości odbieranej nastawia się częstotliwość generatora co 1 MHz. Układ kompensacji niedokładności częstotliwości zawiera generator kwarcowy o częstotliwości 1 MHz, układ wytwarzający harmoniczne tej częstotliwości w pasmie 3 do 32 MHz, mieszacz *2*, w którym następuje mieszanie tych harmonicznych z częstotliwością generatora lokalnego, oraz wzmacniacz i filtr, wybierający produkt przemiany o częstotliwości 42,5 MHz z dopuszczalną odchyłką o 150 kHz w obie strony. Ta odchyłka umożliwia skompensowanie niedokładności częstotliwości generatora lokalnego, mieszczącej się w tych samych granicach, dzięki temu, że częstotliwości sygnałów w kanale pierwszej częstotliwości pośredniej i w kanale częstotliwości pomocniczej 42,5 MHz są ponownie mieszane w mieszaczu *3*, a ich odchyłki, powodowane niedoskonałością nastawienia i stabilizacji pierwszego generatora, mają tę samą wartość.

Schemat z rys. 3-53 objaśnia funkcje poszczególnych zespołów bardziej szczegółowo. Sygnał z anteny przechodzi przez obwód eliminujący pierwszą częstotliwość pośrednią do wzmacniacza wielkiej częstotliwości z tranzystorem *T5*. W obwodzie bazy tego tranzystora znajduje się jedyny przestrajany obwód wejściowy, przełączany w trzech zakresach za pomocą osobnego przełącznika. Do płynnego przestrajania obwodu wejściowego służy kondensator zmienny *C13*, umieszczony na wspólnej osi z kondensatorem zmiennym generatora *C20*. Pierwszy generator z tranzystorem *T6* pokrywa zakres 45,5 do 74,5 MHz bez przełączania indukcyjności. Sygnał ze wzmacniacza wielkiej częstotliwości przechodzi przez filtr dolnoprzepustowy do mieszacza *1* z diodami *D6* i *D7*, do którego jest doprowadzony również sygnał z generatora. Tranzystor *T1* pracuje w układzie generatora kwarcowego o częstotliwości 1 MHz. Przebieg o częstotliwości 1 MHz jest odkształcany za pomocą diody *D1* dla wytworzenia harmonicznych, z których za pomocą filtru pasmowego wybiera się harmoniczne leżące w zakresie 3... ... 32 MHz, aby je poddać mieszaniu z częstotliwością generatora *1* w mieszaczu *2* z diodami *D2* i *D3*. Na wyjściu tego mieszacza występuje pomocnicza częstotliwość 42,5 MHz, która po wzmocnieniu we wzmacniaczu selektywnym z tranzystorami *T2* do *T4* spełnia rolę częstotliwości generatora dla mieszacza *3*, zawierającego diody *D4* i *D5*. Do mieszacza *3* jest również doprowadzony sygnał pierwszej częstotliwości pośredniej, wzmocniony przez tranzystor *T7*. Druga częstotliwość pośrednia, mieszcząca się w granicach 2 do 3 MHz, zostaje wzmocniona przez tranzystor *T8*, sprzężony z obwodem wejściowym drugiej częstotliwości pośredniej *L11*, *C73* oraz z obwodem pośrednim tej częstotliwości *L10*, *C59*. Tranzystor *T9* pełni funkcję oscylującego mieszacza odbiornika o zakresie 2 do 3 MHz. Trzecia częstotliwość pośrednia jest wzmacniana przez tranzystory *T10* do *T12*, sprzężone przez filtry ceramiczne o szerokości pasma 3 kHz. Przy odbiorze transmisji z modulacją amplitudy przez zwiększenie pojemności kondensatorów sprzęgających osiąga się zwiększenie szerokości pasma do 6 kHz. Przełącznik obrotowy o trzech położeniach umożliwia zmianę układu dla odbioru dolnej wstęgi bocznej, modulacji amplitudy oraz górnej wstęgi bocznej. Telegrafię niemodulowaną odbiera się w układzie analogicznym, jak modulację jednowstęgową. Dioda *D8* pracuje jako detektor AM, prostownik napięcia automatycznej regulacji wzmocnienia i napięcia sterującego wskaźnik napięcia sygnału. Detektor iloczynowy zawiera diody *D9* i *D10*. Generator dudnieniowy z tranzystorem *T18* jest przy odbiorze dolnej wstęgi bocznej przestrajany o 3 kHz przez dodanie do obwodu pojemności kondensatora *C90*. Wzmacniacz małej częstotliwości dostarcza mocy 500 mW. Tranzystor *T17* z diodą *D11* tworzy stabilizator napięcia 6,6 V. Do zasilania odbiornika zastosowano 6 ogniw 1,5 V, może on jednak być zasilany również z zewnętrznego źródła o napięciu od 6 do 12 V.

3.24 Urządzenie nadawczo-odbiorcze telegraficzne na pasmo 80 m [29]

Połączenie odbiornika z przemianą bezpośrednią z prostym nadajnikiem telegraficznym na jego pasmo umożliwia wykorzystanie generatora do nadawania i odbioru oraz budowę urządzenia o bardzo prostej konstrukcji i małych wymiarach. Przykładem takiego rozwiązania jest urządzenie Borovički i Klimosza na zakres częstotliwości 3500 do 3600 kHz, zasilany z baterii o napięciu 12 V (rys. 3-54).

Urządzenie współpracuje z anteną G 5 RV. Zastosowanie jednego typu anteny pozwoliło uprościć obwody dopasowujące i wyeliminować konieczność dostrajania obwodu wyjściowego nadajnika. Przy odbiorze antena jest sprzężona z obwodem wejściowym przez potencjometr, umożliwiający ustawianie czułości. Obwód wejściowy z cewką *L2* ma częstotliwość rezonansową, leżącą w środku odbieranego zakresu i nie wymaga dostrajania, ze względu na mały zakres odbieranych częstotliwości. Na wspólnym rdzeniu jest nawinięta również cewka *L3* z odczepem w środku, sprzęgająca sygnał wej-



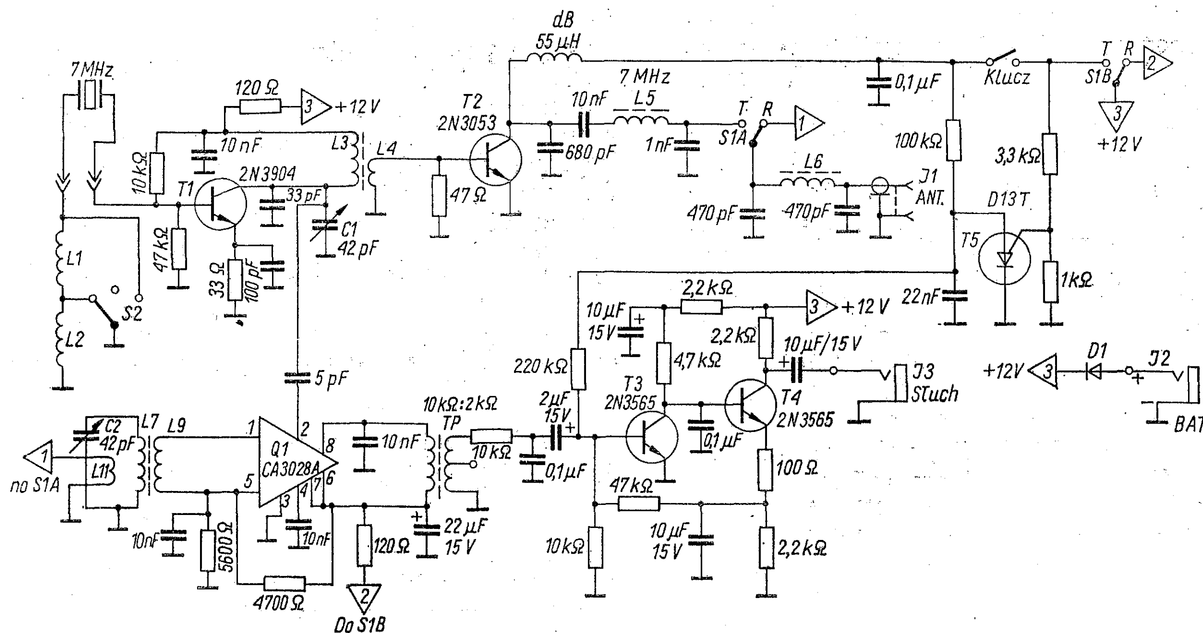
Rys. 3-54. Schemat małego urządzenia nadawczo-odbiorczego. Cewki *L6, L7, L9* i *L11* są nawinięte koszykowo i mają po 200 zwojów drutu o średnicy 0,1 mm w izolacji jedwabnej [29]

ściowy z diodami mieszacza. Potencjometrem *R3* równoważy się mieszacz, tak aby uzyskać minimalne promieniowanie częstotliwości generatora przez antenę przy odbiorze. Filtr *R4, C5* tłumi wielkie częstotliwości, dopuszczając na wejście wzmacniacza z tranzystorami *T1* do *T3* jedynie częstotliwości akustyczne, z których selektywne sprzężenie zwrotne przez obwód *L4, C10* wybiera jedynie częstotliwość zbliżoną do 1 kHz, odpowiadającą sygnałowi użytecznemu. Obciążenie wzmacniacza małej częstotliwości stanowią słuchawki o dużej impedancji. Równolegle do słuchawek włączono dwie diody krzemowe jako ogranicznik trzasków. Multiwibrator z tranzystorami *T4* i *T5* wytwarza przebieg o częstotliwości około 800 Hz przy naciśniętym kluczu. Sygnał ten jest także doprowadzony do słuchawek dla kontroli nadawania. Generator w układzie Clappa z tranzystorem *T6* jest strojony za pomocą diody pojemnościowej. Częstotliwość przy nadawaniu ustawia się potencjometrem *R21;* potencjometr *R20* umożliwia odstrojenie odbiornika względem nadajnika. Wtórnik emiterowy *T7* izoluje generator od pozostałych stopni. Wzmacniacz z tranzystorem *T6* jest manipulowany w obwodzie emitera. W stopniu mocy pracują dwa tranzystory połączone równolegle, ale z indywidualnymi rezystorami emiterowymi. Wzmacniacz mocy jest neutralizowany przez kondensatory *C30* i *C34* i sprzężony z anteną przez filtr *Γ*. Prąd pobierany przez urządzenie podczas odbioru wynosi 35 mA, a podczas nadawania — 210 mA. Wzmacniacz małej częstotliwości ma wzmocnienie 117 dB. Przy sygnale wejściowym 1 μV stosunek sygnału do szumu wynosi 37 dB. Dobre właściwości odbiornika zostały uzyskane dzięki silnemu zwężeniu pasma, dopuszczalnemu tylko przy odbiorze znaków telegraficznych.

3.25 Urządzenie nadawczo-odbiorcze [1]) na pasmo 40 m Micromountaineer [30]

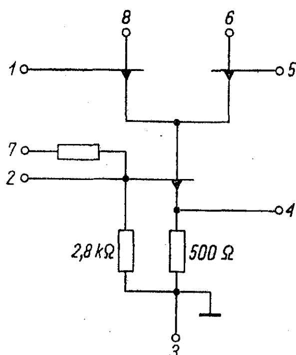
Właściwości podobne do istniejących w poprzednio opisanym układzie, lecz przy jeszcze prost-

[1]) Ang. transceiver.



Rys. 3-55. Schemat miniaturowego urządzenia nadawczo-odbiorczego typu W 7 ZOI [30]

szej konstrukcji ma urządzenie nadawczo-odbiorcze Haywarda (rys. 3-55). Jego nadajnik jest dwustopniowy, z częstotliwością generatora stabilizowaną kwarcem. Ten sam generator jest wykorzystywany również w odbiorniku przemianą bezpośrednią. Dla umożliwienia odbioru korespondenta, którego nadajnik pracuje na dokładnie tej samej częstotliwości, generator radiotelefonu może być przestrojony o 500, względnie 1000 Hz przez włączenie w szereg z rezonatorem cewki *L1* i *L2* o indukcyjnościach dobranych doświadczalnie. Wszystkie cewki w radiotelefonie są nawinięte na ferrytowych rdzeniach pierścieniowych o średnicy zewnętrznej około 12 mm. Przy nadawaniu kluczuje się drugi stopień nadajnika i równocześnie generator relaksacyjny z programowanym tranzystorem jednozłączowym, którego sygnał, doprowadzony do wzmacniacza małej częstotliwości, umożliwia kontrolę nadawania. Jako klucz został użyty mikrowyłącznik, umieszczony w obudowie urządzenia i zaopatrzony w dźwignię z laminatu do obwodów drukowanych. Akumulator niklowo-kadmowy o napięciu 12 V i pojemności 450 mAh jest połączony z urządzeniem przewodami, co umożliwia chronienie go przed mrozem w celu poprawienia sprawności. Jako mieszacz odbiornika pracuje układ scalony typu CA 3028 A, którego budowę objaśnia rys. 3-56. Ze względu na wzmocnienie mieszacza i zastosowanie sprzężenia transformatorowego, wzmacniacz małej częstotliwości mógł zostać uproszczony do układu dwustopniowego. Obciążenie wzmacniacza stanowi słuchawka o impedancji 2 kΩ. Moc wyjściowa nadajnika wynosi 0,5 W.



Rys. 3-56. Schemat układu scalonego CA 3028 A zastosowanego w odbiorniku z rys. 3-55

3.26 Urządzenie nadawczo-odbiorcze jednowstęgowe na pasmo 80 m [31]

Możliwość wykorzystania niektórych zespołów zarówno przy nadawaniu, jak i odbiorze, umożliwia zmniejszenie kosztu i złożoności aparatury i sprawia, że wśród amatorskich urządzeń jednowstęgowych dominują urządzenia nadawczo-odbiorcze. Dotyczy to zarówno urządzeń budowanych przez amatorów, jak i fabrycznych. Dodatkową zaletą połączenia nadajnika i odbiornika w jedno urządzenie jest uproszczenie obsługi. Urządzenie Chocholi, o schemacie pokazanym na rys. ■ 3-57 ■, zostało zbudowane jako urządzenie przenośne, dostosowane do zasilania z akumulatorów albo z zasilacza sieciowe-

go. Przy użyciu zewnętrznego wzmacniacza liniowego można zwiększyć moc wyjściową, wynoszącą w podstawowym układzie 4,5 W, a konwerter nadawczy umożliwia pracę w innych pasmach. Tranzystor *T1* pracuje jako kwarcowy generator częstotliwości nośnej sygnału dwuwstęgowego. Przełącznikiem *S1b* można wybrać wartości częstotliwości różniące się od siebie o około 3 kHz. W ten sposób określa się, czy filtr kwarcowy będzie przepuszczał pasmo dolne, czy górne. Sygnał z generatora kwarcowego przechodzi przez przełącznik diodowy z diodami *D1* i *D2*, sterowanymi prądem stałym. Przy nadawaniu zostaje nasycona dioda *D1* i sygnał zostaje skierowany do modulatora zrównoważonego z diodami *D3* do *D6*, połączonego również z wyjściem wzmacniacza mikrofonowego. Przebieg dwuwstęgowy o częstotliwości nośnej słumionej wskutek symetrii modulatora, jest wzmacniany przez tranzystor *T2*, po czym filtr kwarcowy eliminuje niepożądaną wstęgę boczną (w pasmie 3,5 MHz jest to wstęga dolna). Sygnał jednowstęgowy uformowany w ten sposób jest wzmacniany przez tranzystory *T3* i *T15* i steruje mieszacz zrównoważony z tranzystorami *T17*, *T18*. Drugi sygnał doprowadzony do mieszacza pochodzi z generatora przestrajanego z tranzystorem *T13*. Częstotliwość tego generatora stanowi różnicę między częstotliwością generatora kwarcowego i częstotliwością nadawania. Przebieg z generatora jest wzmacniany przez tranzystory *T14* i *T16* dla odizolowania generatora od małej impedancji mieszacza. Następne trzy stopnie nadajnika tworzą tranzystory *T19* do *T21*, pracujące jako wzmacniacze liniowe. Dzielniki napięcia polaryzują bazy tych tranzystorów, tak aby kąt przepływu prądu kolektora był nie mniejszy od 180°. Tranzystor *T19* pracuje w klasie A. Układ wzmacniacza mocy jest bardzo prosty i nie zapewnia wystarczającej liniowości i zabezpieczenia tranzystora przed zniszczeniem przy nadmiernej wartości współczynnika fali stojącej. Dla poprawnego działania wzmacniacza liniowego mocy wielkiej częstotliwości baza tranzystora powinna być spolaryzowana napięciem, które zapewnia przepływ prądu początkowego, a nie ulega zmianom przy zmianach sygnału sterującego. Impedancja źródła tego napięcia powinna być możliwie mała, a wartość napięcia musi być dobrana do temperatury złącza tranzystora. Przykłady wzmacniaczy liniowych o lepszych parametrach zostaną omówione w dalszym ciągu.

Podczas odbioru sygnał z anteny zostaje wzmocniony przez tranzystor *T11*, następnie poddany mieszaniu z częstotliwością generatora przestrajanego. Rolę mieszacza pełni tranzystor *T12*. Sygnał pośredniej częstotliwości przechodzi przez filtr kwarcowy, ten sam co przy nadawaniu, po czym jest wzmacniany przez tranzystory *T3* do *T5*. Detekcja iloczynowa odbywa się w stopniu z tranzystorem *T6*, przy użyciu sygnału z generatora kwarcowego, który również działa przy nadawaniu.

Wzmacniacz małej częstotliwości stanowi gotowy moduł z odbiornika radiofonicznego.

Źródło zasilania o kilku napięciach pokazane na rysunku może być zastąpione jednym akumulatorem 12 V, albo zasilaczem sieciowym. Zmniejszenie napięcia zasilania powoduje zmniejszenie mocy wyjściowej i pogorszenie sprawności.

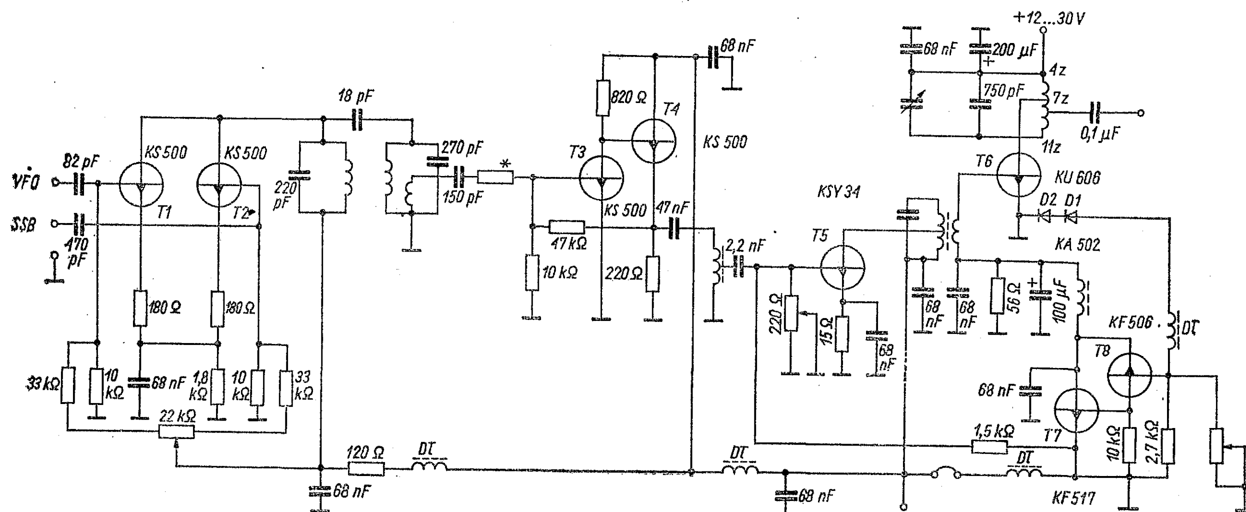
3.27 Mieszacz i wzmacniacz liniowy nadajnika jednowstęgowego [32]

Układ przedstawiony na rys. 3-58 pochodzi z czechosłowackiego urządzenia nadawczo-odbiorczego na pasmo amatorskie 3,5 MHz.

Zespół wymaga sygnału jednowstęgowego o stałej częstotliwości i o poziomie 10 mV, oraz sygnału z generatora, przestrajanego o 300 kHz, o poziomie napięcia 100 mV. Dzięki temu, że sygnały z obu źródeł są doprowadzone do bazy tranzystora *T1* i emitera tranzystora *T2* i odwrotnie, na połączonych ze sobą kolektorach tych tranzystorów nie występują częstotliwości sygnałów wejściowych, lecz tylko częstotliwość różnicowa. Przenikaniu sygnałów wejściowych zapobiega równoważenie układu za pomocą potencjometru *R8*, oraz filtr pasmowy ze sprzężeniem pojemnościowym. Napięcie wyjściowe na uzwojeniu *L3* wynosi bez obciążenia 200 mV, a przy obciążeniu następnym stopniem — 60 do 100 mV. Przy przestrajaniu w granicach od 3,5 do 3,8 MHz napięcie wyjściowe mieszacza zmienia się mniej niż o 3 dB.

Stopień separujący z tranzystorami *T3* i *T4* ma układ kaskodowy. Dla zapewnienia stabilności tranzystor *T3* powinien mieć współczynnik wzmocnienia prądowego nie większy od 50. Cewka *L4* tworzy szerokopasmowy transformator impedancji i zawiera dwa uzwojenia po 10 zwojów, nawinięte bifilarnie na ferrytowym rdzeniu toroidalnym i połączone szeregowo.

Tranzystor *T5* pracuje w klasie B z prądem spoczynkowym 15 do 20 mA. Obwód kolektorowy został nastrojony na środek pasma, to znaczy na częstotliwość 3,65 MHz. Po to by zapewnić małą wartość indukcyjności rozproszenia, również ten obwód ma rdzeń toroidalny. Uzwojenie pierwotne ma 2×13 zwojów, nawiniętych bifilarnie i połączonych szeregowo, zaś uzwojenie wtórne — 8 zwojów. Tranzystor *T5* wymaga radiatora o powierzchni równej przynajmniej 5 cm^2.



Rys. 3-58. Schemat mieszacza i wzmacniaczy liniowych nadajnika na pasmo 3,5 MHz z urządzenia nadawczo-odbiorczego typu PETR 103

Liniowy wzmacniacz mocy z tranzystorem *T6* ma punkt pracy stabilizowany za pomocą stabilizatora prądu, utworzonego z tranzystorów *T7* i *T8*. Wartość prądu spoczynkowego nastawia się potencjometrem *R19* na 20 do 30 mA. Diody *D1* i *D2*, umieszczone na radiatorze tranzystora *T6* korygują położenie punktu pracy przy zmianach temperatury, ze względu na to, że spadek napięcia na diodach zmienia się z temperaturą w sposób podobny, jak napięcie baza-emiter tranzystora. Spadek napięcia na rezystorze *R17*, pochodzący od prądu płynącego przez stabilizator, zależy jedynie od położenia potencjometru *R19* i od temperatury diod *D1* i *D2*.

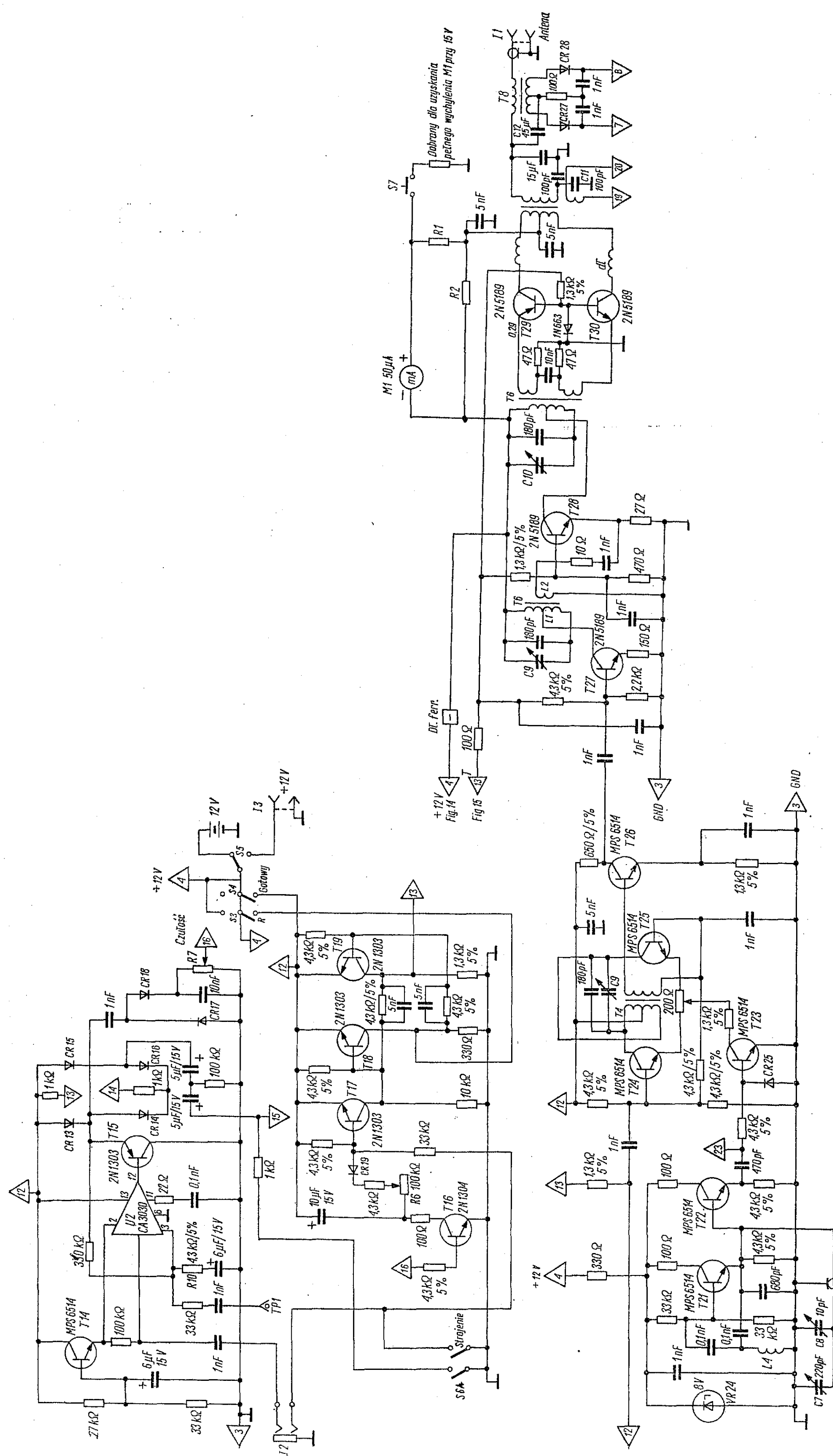
Wzmacniacz mocy zestraja się przy obciążeniu rezystancją 70 Ω, włączoną przez kondensator *C22*. Wzbudzenie powinno być dobrane tak, aby prąd kolektora ostatniego tranzystora wynosił 1,6 do 2 A przy napięciu zasilania 12 V. Sprawność wynosi przy tym 45 do 65%, ale te wyniki można osiągnąć nie z wszystkimi egzemplarzami tranzystora KU 606.

3.28 Bateryjne urządzenie nadawczo-odbiorcze jednowstęgowe na pasmo 80 m [33]

Urządzenie nadawczo-odbiorcze Burra (rys. ■ 3-59 ■ i 3-60) został skonstruowany jako urządzenie przenośne, zasilane napięciem 12 V z ogniw typu R20. Urządzenie pracuje w paśmie 3,5 MHz i dostarcza mocy wyjściowej 2,5 W. Pomimo bateryjnego zasilania i ograniczenia zakresu częstotliwości do jednego pasma, układ ma bardzo dobre właściwości i zawiera rozwiązania, spotykane zazwyczaj jedynie w aparaturze wyższej klasy.

Oprócz filtru kwarcowego na częstotliwość 9 MHz i VFO, jedynym zespołem, wykorzystywanym przy nadawaniu i odbiorze, jest generator kwarcowy z tranzystorami *T12* i *T13*. Został on wyposażony w dwa rezonatory kwarcowe, przełączane za pośrednictwem diod dla umożliwienia wyboru górnej lub dolnej wstęgi bocznej.

Wzmacniacz wielkiej częstotliwości odbiornika zawiera tranzystory *T1* i *T2* w układzie kaskody. Wzmacniacz jest sprzężony z anteną przez uzwojenie na toroidalnym transformatorze wyjściowym nadajnika *Tr7*. Następny stopień odbiornika stanowi tranzystor dwubramkowy *T3*, pracujący jako mieszacz. Do bramki drugiej tego tranzystora jest doprowadzony sygnał z generatora przestrajanego z tranzystorami *T21* i *T22*, który dostarcza sygnału o częstotliwości od 4,9 do 5,6 MHz (pasmo 80 m w Ameryce jest szersze) i jest czynny także przy nadawaniu. Sygnał pośredniej częstotliwości 9 MHz przechodzi przez przełączniki diodowe do filtru kwarcowego, po czym zostaje wzmocniony przez dwa układy kaskodowe, zbudowane z tranzystorów *T4* do *T7*. Wszystkie stopnie kaskodowe zostały objęte automatyczną regulacją wzmocnienia, działającą na zasadzie obniżania napięcia na dzielnikach polaryzujących obwody baz za pośrednictwem tranzystorów *T10* i *T11*. Baza tranzystora *T10* jest sterowana sygnałem uzyskanym przez wyprostowanie napięcia małej częstotliwości przez diodę *D8*. Pojemność kondensatora *C13* decyduje o czasie narastania napięcia regulacji, natomiast pojemność kondensatora *C14* określa czas opadania tego napięcia,



Rys. 3-60. Układ modułu mikrofonowego i toru nadawczego urządzenia

Dzięki diodzie *D2* napięcie regulacji wzmacniacza mocy nie może być mniejsze od 4 V dla uzyskania progu działania regulacji wzmocnienia. Napięcie zasilające układ automatycznej regulacji wzmocnienia zostaje doprowadzone do kolektora tranzystora *T11* przez rezystory *R8* i *R9*. Podczas nadawania zostaje odłączona końcówka oznaczona *14*. Towarzyszy temu częściowe stłumienie wzmocnienia, zapewniające szybki powrót do stanu dużego wzmocnienia bez trzasku w głośniku w chwili przełączania.

Diody *D7* i *D8* blokują wskaźnik natężenia pola przy nadawaniu. Podczas nadawania sygnał dwuwstęgowy ze stłumioną częstotliwością nośną jest formowany w modulatorze zrównoważonym z diodami *D21* i *D22*, których pojemność zmienia się różnicowo z napięciem sygnału z generatora częstotliwości nośnej i napięcia małej częstotliwości ze wzmacniacza mikrofonowego. Niepożądaną wstęgę boczną eliminuje filtr kwarcowy. Zależnie od tego, który rezonator kwarcowy pracuje w generatorze częstotliwości nośnej, może to być wstęga dolna lub górna, chociaż jest regułą wykorzystywanie dolnej wstęgi w pasmie 80 m. Przebieg jednowstęgowy o częstotliwości 9 MHz z filtru kwarcowego jest transponowany do pasma 3,5 MHz w mieszaczu zrównoważonym z tranzystorami *T23* do *T25*, w którym od częstotliwości 9 MHz sygnału jednowstęgowego zostaje odjęta częstotliwość generatora przestrajanego z tranzystorem *T21*, z którego sygnał doprowadza się przez wtórnik emiterowy *T22*. Sygnał jednowstęgowy o częstotliwości leżącej w pasmie 3,5 MHz zostaje wzmocniony przez tranzystor *T26*, pracujący w klasie A, podobnie jak dwa następne stopnie nadajnika z tranzystorami *T27* i *T28*. Dla zapewnienia stabilności stopnia sterującego wzmacniacz mocy został on zrealizowany w układzie z uziemioną bazą. Stopień mocy pracuje w układzie przeciwsobnym w klasie B, ustalonej przez wykorzystanie spadku napięcia na przewodzącej diodzie złączowej.

Obwód wyjściowy nadajnika jest sprzężony indukcyjnie z tranzystorami wzmacniacza przez transformator o rdzeniu teroidalnym. Obwód wyjściowy nie wymaga przestrajania, ale jest przystosowany do anteny o określonej impedancji. Między obwód wyjściowy i antenę został włączony kierunkowy miernik mocy, wykorzystujący jako wskaźnik mikroamperomierz, wskazujący natężenie sygnału przy odbiorze.

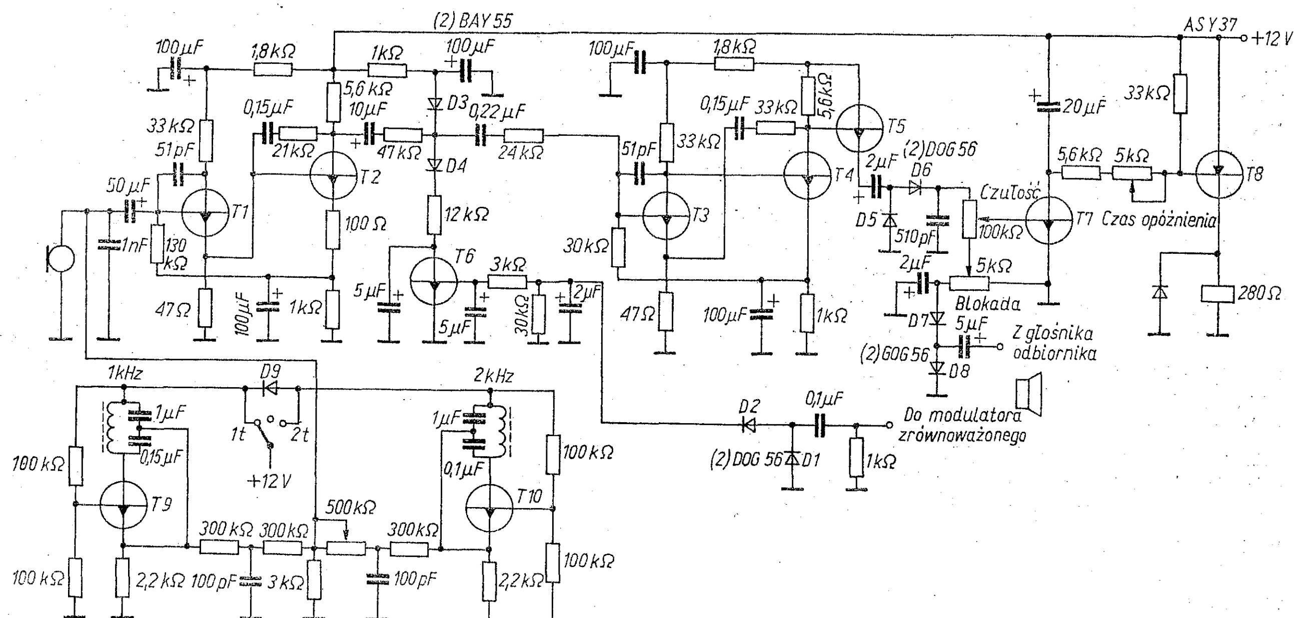
Jako wzmacniacz mikrofonowy został zastosowany scalony wzmacniacz operacyjny w połączeniu z wtórnikiem emiterowym. Tranzystor *T14* ustala napięcie stałe, polaryzujące wejście, co umożliwia użycie jednego źródła zasilania, a dodatkowo filtruje napięcie stałe dzięki kondensatorowi połączonemu z bazą.

Automatyczne przełączanie na nadawanie i odbiór odbywa się bez użycia przekaźnika, którego funkcję spełniają przełączniki diodowe, sterowane przez przerzutnik z tranzystorami *T18* i *T19*. Przy nadawaniu przewodzi tranzystor *T19*, wysterowany przez przewodzący tranzystor *T17*. Czułość ustawia się potencjometrem *R7;* potencjometr *R6* służy do wyboru opóźnienia przełączania na odbiór. Funkcję nadawania, względnie odbioru można wybrać również ręcznie, za pomocą przełącznika *S3*. Jeżeli urządzenie ma być używane tylko do odbioru, przełącznik *S4* ustawia się w położeniu „tylko odbiornik", co pozbawia zasilania wzmacniacz akustyczny i układ przełączania głosem. Pobór prądu maleje przy tym ze 125 do 75 mA.

Odbiornik został wyposażony w kalibrator kwarcowy, który dostarcza sygnałów wzorcowych co 100, względnie co 10 kHz. Częstotliwość 100 kHz z generatora z tranzystorami *T31* i *T32* jest obniżana przez licznik dekadowy, zasilany za pośrednictwem tranzystora *T34*. Licznik został połączony tak, aby najpierw dzielił częstotliwość przez 2, a następnie przez 5, gdyż uzyskany w ten sposób przebieg ma większą zawartość parzystych harmonicznych. Zastosowanie kalibratora ułatwia ustawianie częstotliwości, co odbywa się za pomocą dwóch kondensatorów zmiennych, służących do zgrubnego i precyzyjnego strojenia.

3.29 Nadajnik jednowstęgowy na pasmo 20 m (SP9AGQ)

Urządzenie ma konstrukcję modułową dla umożliwienia łatwego wprowadzania zmian w celu próbowania różnych rozwiązań układowych. Przy ograniczeniu zakresu do jednego pasma amatorskiego uzyskuje się znaczne uproszczenie konstrukcji i większą stabilność nadajnika, a wybór pasma 14 MHz zapewnia przydatność nadajnika do łączności o dużym zasięgu, stwarzając równocześnie bardziej surowe wymagania dla elementów i układów, aniżeli te, które występują przy częstotliwości 3,5 MHz. Wprawdzie nie wszystkie rozwiązania, zastosowane w tym urządzeniu, są optymalne z technicznego punktu widzenia, należy jednak pamiętać, że nowoczesne elementy, np. tranzystory mocy do wzmacniaczy liniowych, są zazwyczaj o rząd wielkości droższe od swoich tańszych odpowiedników, mających gorsze parametry techniczne. Na rysunku 3-61 przedstawiono schemat modułu małej częstotliwości, zawierającego wzmac-

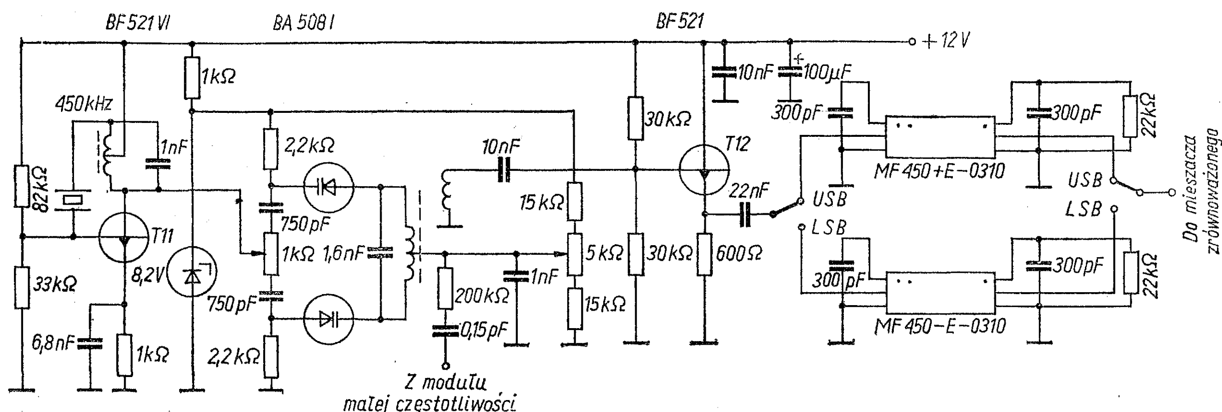


Rys. 3-61. Schemat modułu akustycznego

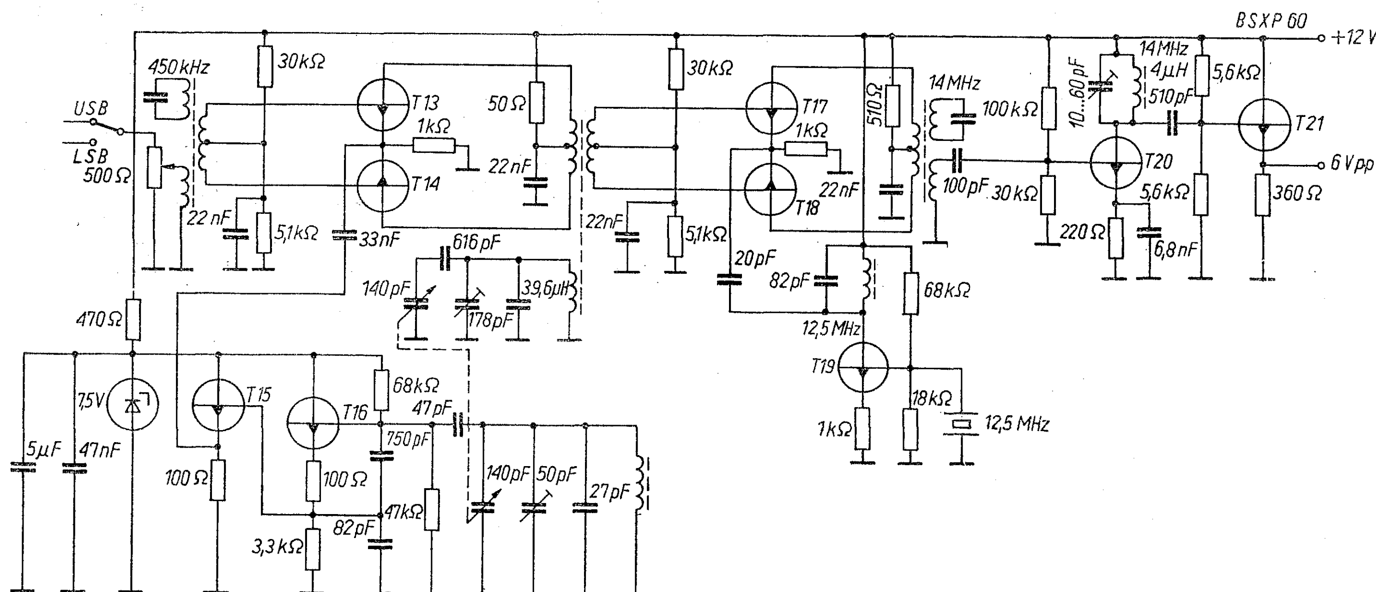
niacz mikrofonowy, kompresor dynamiki, automatyczny przełącznik nadawanie-odbiór i generatory sygnału dwutonowego. Sygnał z mikrofonu dynamicznego o impedancji około 200 Ω zostaje doprowadzony do wejścia wzmacniacza mikrofonowego z tranzystorami *T1* i *T2*. Podobną konstrukcję ma wzmacniacz z tranzystorami *T3* i *T4*, połączony z poprzednim za pośrednictwem sterowanego tłumika z diodami planarnymi *D3* i *D4*. Wtórnik emiterowy *T5* obniża impedancję wyjściową wzmacniacza, po to by nieliniowe obciążenie prostownikami nie wprowadzało zniekształceń napięcia wyjściowego. Diody *D1* i *D3* dostarczają napięcia stałego, które przez tranzystor *T6* steruje impedancję diod *D3* i *D4*, w celu utrzymania stałego poziomu napięcia wyjściowego, niezależnie od napięcia z mikrofonu. Umożliwia to lepsze wykorzystanie nadajnika, zapobiega przesterowaniu i uniezależnia zasięg nadajnika od natężenia głosu operatora. Drugi prostownik, sterowany napięciem wyjściowym wzmacniacza, zawiera diody *D5* i *D6* i dostarcza napięcia sterującego dla tranzystora *T7*, przez który ładuje się kondensator 20 μF. Napięcie na tym kondensatorze steruje tranzystor *T8*, a prąd kolektora tego tranzystora powoduje zadziałanie przekaźnika, łączącego antenę z nadajnikiem i załączającego zasilanie dalszych stopni nadajnika.

Tranzystory *T9* i *T10* służą do wytwarzania częstotliwości 1 kHz i 2 kHz, stanowiących wygodne źródło sygnału do sprawdzania i dostrajania nadajnika. Przełącznik jednobiegunowy i dioda z nim połączoną umożliwiają włączenie tylko generatora częstotliwości 1 kHz, albo obu generatorów. Ze względu na nieuniknione nierównomierności charakterystyki przenoszenia, uzyskanie poprawnego kształtu przebiegu przy sygnale dwutonowym wymaga odpowiedniego dobrania stosunku amplitud dwóch częstotliwości, do czego służy potencjometr w obwodzie tłumika jednego z generatorów. Przy normalnej pracy nadajnika oba generatory są wyłączone. Generator 1 kHz jest czynny przy wykorzystaniu urządzenia jako nadajnika telegraficznego; nie można jednak stosować manipulacji generatora ze względu na zbyt duży czas narastania amplitudy.

Zasadę formowania sygnału jednowstęgowego ilustruje rys. 3-62. Generator kwarcowy dostarcza częstotliwości nośnej 450 kHz. Modulator zrównoważony z diodami pojemnościowymi wytwarza przebieg modulowany dwuwstęgowo i nie zawierający częstotliwości nośnej, który przez wtórnik emiterowy *T12* zostaje doprowadzony do filtru mechanicznego, wybierającego górną, względnie dolną wstęgę boczną. Do przełączania filtrów służy przełącznik klawiszowy. Jego zastosowanie jest możliwe dzięki małej impedancji przełączanych obwodów. Wejście filtru ma impedancję 600 Ω; wyjście o impedancji 60 Ω jest zakończone znacznie większą impedancją, dlatego dopasowanie filtru odbywa się za pomocą rezystora 22 kΩ, włączonego równolegle do kondensatora dostarczającego przetwornik wyjściowy. Dla wyrównania różnicy tłumienia w pasmie przepuszczania filtrów, na wyjściu każdego z nich umieszczono dodatkowy dziel-



Rys. 3-62. Schemat generatora częstotliwości nośnej, modulatora zrównoważonego i przełączanych filtrów mechanicznych do wyboru górnej i dolnej wstęgi bocznej



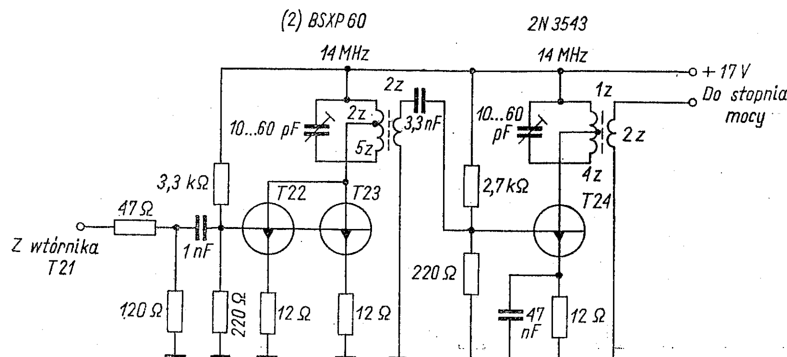
Rys. 3-63. Schemat generatora przestrajanego, pierwszego mieszacza, generatora kwarcowego, drugiego mieszacza i wzmacniacza częstotliwości 14 MHz

nik, nie pokazany na rysunku. Dodatkowy tłumik umożliwia obniżenie mocy wyjściowej nadajnika dla jego bezpiecznego dostrajania do obciążenia o nieznanej impedancji. Również ten szczegół został pominięty na schemacie.

Następny moduł nadajnika (rys. 3-63) zawiera dwa mieszacze zrównoważone, generator przestrajany w zakresie od 1,05 do 1,40 MHz, generator kwarcowy o częstotliwości 12,5 MHz, oraz wzmacniacz sygnału jednowstęgowego o częstotliwości 14,00 do 14,350 MHz.

Dzięki układowi kompresji dynamiki, sygnał z wyjścia filtru ma stałą amplitudę. Po to by w pełni wykorzystać zakres liniowości nadajnika, a równocześnie uchronić go przed przesterowaniem, jest konieczne staranne dobranie poziomu sygnału we wszystkich punktach układu. Temu celowi służy potencjometr umieszczony na wejściu pierwszego mieszacza.

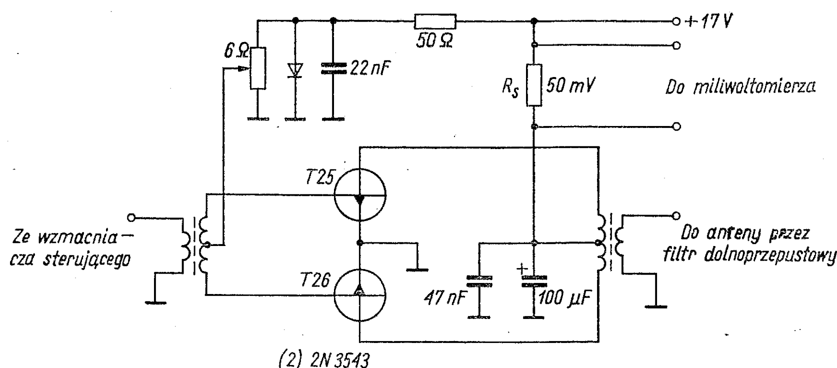
Sygnał jednowstęgowy o częstotliwości 450 kHz przez uzwojenie symetryzujące filtru *LC* zostaje doprowadzony do baz tranzystorów *T13* i *T14* mieszacza. Do połączonych ze sobą emiterów tych tranzystorów, przez wtórnik z tranzystorem *T15*, doprowadza się sygnał z generatora przestrajanego z tranzystorem *T16*. Druga sekcja kondensatora zmiennego, użytego do strojenia generatora, jest wykorzystana we współbieżnym obwodzie, przestrajanym w zakresie częstotliwości 1,50 do 1,85 MHz. Współbieżność obwodów zapewniają odpowiednio dobrane pojemności równoległe i szeregowe, analogicznie jak w odbiorniku superheterodynowym. Drugi mieszacz o budowie podobnej do pierwszego,



Rys. 3-64. Schemat liniowego wzmacniacza sterującego

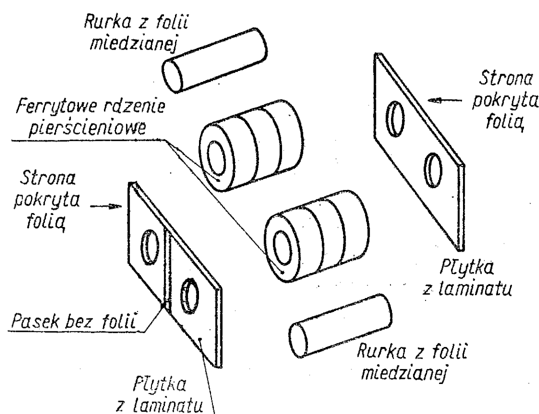
transponuje sygnał do pasma 14,00 do 14,35 MHz. Generator kwarcowy dostarcza sygnału o częstotliwości 12,5 MHz. Tranzystor *T20* tworzy wzmacniacz selektywny, nastrojony na środek pasma. Następny stopień, *T21*, transformuje impedancję dla zapewnienia małego tłumienia obwodu selektywnego i małego obniżenia poziomu sygnału.

Wykorzystanie nadajnika na innym pasmie wymaga zmiany częstotliwości generatora kwarcowego i zmiany częstotliwości, na którą są nastrojone wszystkie obwody, poczynając od drugiego mieszacza. Sygnał jednowstęgowy, o częstotliwości, leżącej w pasmie 14 MHz, jest wzmacniany w dwóch stopniach z obwodami zawierającymi cewki nawinięte na rdzeniach dwuotworowych lub toroidalnych (rys. 3-64). Dzielnik napięcia na wejściu wzmacniacza sterującego służy do dobrania poziomu, mieszczącego się w zakresie liniowym. Tranzystory *T22* i *T23* pracują w układzie równoległym po to, by zapewnić moc wyjściową konieczną dla następnego stopnia. Poczynając od tranzystora *T22*, ostatnie stopnie nadajnika są zasilane napięciem 17 V lub wyższym dla zwiększenia mocy wyjściowej możliwej do uzyskania. Wprawdzie cały nadajnik może być zasilany z akumulatora o napięciu 12 V, pociąga to jednak za sobą znaczne ograniczenie mocy. Stopień z tranzystorami *T22* i *T23* pracuje w klasie A, natomiast następny tranzystor — w klasie AB.



Rys. 3-65. Układ szerokopasmowego wzmacniacza liniowego

Ostatni stopień nadajnika (rys. 3-65) ma układ szerokopasmowego wzmacniacza liniowego. Dopasowanie impedancji od strony wejścia i wyjścia zapewniają transformatory szerokopasmowe o małej indukcyjności rozproszenia z rdzeniami ferrytowymi. Konstrukcję tych transformatorów wyjaśnia rys. 3-66. Małą indukcyjność rozproszenia zapewnia wykonanie części uzwojenia w postaci rurki z folii miedzianej, połączonej w jeden zwój za pomocą płytek z laminatu o wymiarach nieco większych od średnicy rdzeni pierścieniowych. Przy małej mocy przenoszonej przez transformator można do jego budowy wykorzystać zamiast kilku rdzeni pierś-



Rys. 3-66. Konstrukcja transformatora szerokopasmowego

cieniowych jeden rdzeń dwuotworowy. Dalsze zwoje uzwojeń symetrycznych uzyskuje się przez dołączenie drutów nawojowych do odizolowanych od siebie pól na jednej z płytek łączących rurki. W celu umocowania transformatora płytki łączące przylutowuje się do obwodu drukowanego. Taka konstrukcja transformatora szerokopasmowego umożliwia uzyskanie dowolnego stosunku impedancji, a nie jedynie transformacji 1 : 4 czy 1 : 9, jak w przypadku transformatora toroidalnego o uzwojeniach bifilarnych, względnie trifiliarnych.

Liniowa praca wzmacniacza mocy może być zapewniona jedynie przez taki dobór punktu pracy, który odpowiada stałemu przepływowi prądu kolektora, także przy braku sygnału. Ten prąd początkowy nie może być zbyt duży, aby nie dopuścić do nadmiernego nagrzewania się tranzystorów i pogorszenia sprawności. Źródło napięcia polaryzującego baza-emiter musi mieć bardzo małą impedancję, aby napięcie nie ulegało zmianom przy zmianach prądu bazy, powodowanych sygnałem wielkiej częstotliwości, a układ do wytwarzania napięcia polaryzującego powinien być uzależniony od temepratury złącza tranzystorów wzmacniacza, aby nie dopuścić do nadmiernego wzrostu temperatury i zniszczenia tranzystorów, połączonych z obwodami o małych rezystancjach. W układzie wzmacniacza mocy nadajnika zastosowano najprostszy sposób uzyskiwania napięcia polaryzującego, spełniający wymienione wymagania. Na wspólnym radiatorze z tranzystorami mocy umieszczono diodę krzemową, spolaryzowaną odpowiednio dużym prądem w kierunku przewodzenia. Spadek napięcia na tej diodzie za pośrednictwem potencjometru o rezystancji 6 Ω polaryzuje bazy tranzystorów. Potencjometr umożliwia dokładne dobranie wartości prądu spoczynkowego i jest potrzebny również dlatego, że napięcie na diodzie jest nieco większe od napięcia baza-emiter, potrzebnego dla wywołania przepływu prądu o wartości około 20 mA przez każdy tranzystor. Tranzystory zostały dobrane tak, by uzyskać możliwie identyczne charakterystyki. Przy napięciu zasilania 17 V moc wyjściowa wynosi 15,6 W. Zastosowanie napięcia 28 V umożliwia zwiększenie mocy do 25 W.

W tym celu by nie dopuścić do promieniowania harmonicznych, wzmacniacz liniowy należy łączyć z anteną przez filtr dolnoprzepustowy, nawet wtedy, kiedy nie jest potrzebna transformacja impedancji. Stopień mocy powinien być zawsze połączony z dopasowanym obciążeniem, gdyż zbyt duże napięcie na kolektorach tranzystorów, albo zbyt duża moc strat prowadzi do natychmiastowego zniszczenia tranzystorów. Pewien stopień zabezpieczenia tranzystorów można osiągnąć przez włączenie rezystorów o wartości rzędu 1 Ω w obwód emitera każdego tranzystora, pociąga to jednak za sobą zwiększenie napięcia nasycenia tranzystorów wzmacniacza, pogorszenie sprawności i zmniejszenie wzmocnienia. Innym sposobem zabezpieczenia tranzystorów jest blokowanie jednego ze stopni o małym pozomie mocy sygnałem z miernika mocy odbitej po przekroczeniu bezpiecznego poziomu tej mocy. Poprawnie działający układ zabezpieczający powinien działać bardzo szybko i dwustanowo, aby nie wywoływać pogorszenia liniowości nadajnika.

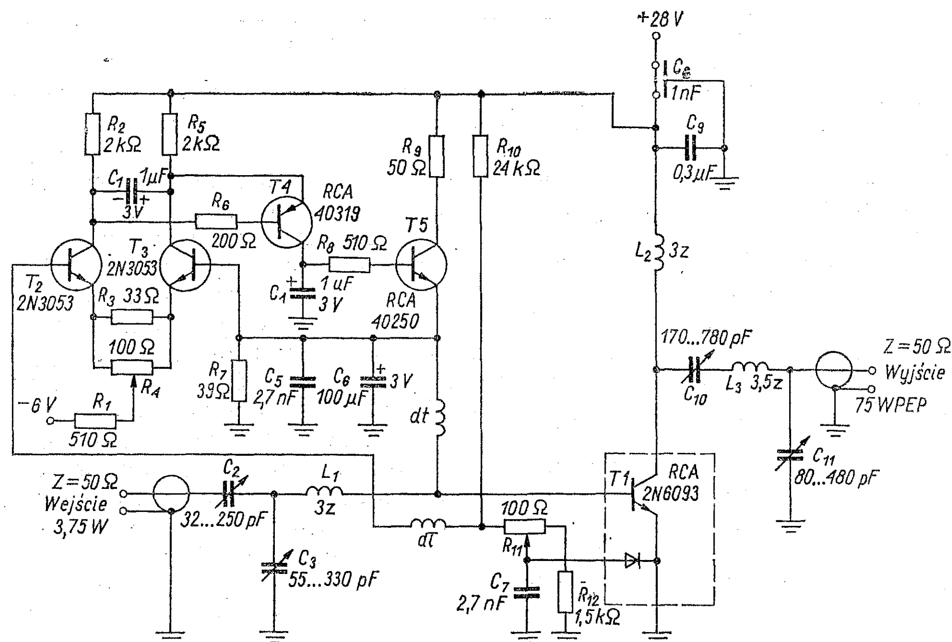
3.30 Wzmacniacz liniowy mocy (RCA) Szerokopasmowy wzmacniacz liniowy

Postęp w dziedzinie budowy nadajników średniej i dużej mocy niezawodnych i odpornych na brak dopasowania obciążenia został osiągnięty dzięki specalnej konstrukcji tranzystorów mocy wielkiej częstotliwości. Dla zwiększenia mocy nie wystarczy zwiększenie wymiarów tranzystora, gdyż powoduje to wzrost pojemności i zwiększa niebezpieczeństwo uszkodzenia tranzystora przez lokalny wzrost gęstości prądu w obszarze emitera. Indukcyjności wyprowadzeń w typowych obudowach tranzystorów bardzo ograniczają ich przydatność do pracy w zakresie wielkości częstotliwości. Ze względu na to, że wprowadzenie rezystora zewnętrznego do obwodu emitera jest niepożądane, zabezpieczenie przed niestabilnością temperaturową musi być uzależnione od zmiany napięcia polaryzującego w funkcji temperatury. Niedoskonałością tego rozwiązania jest duża wartość stałej czasowej układu, złożonego z obudowy, radiatora i zewnętrznego czujnika temperatury. Większość tych wad została usunięta w nowoczesnych konstrukcjach tranzystorów mocy wielkiej częstotliwości. Zmiany w stosunku do tranzystorów mocy małej częstotliwości obejmują nawet wygląd zewnętrzny, co wynika ze stosowania wyprowadzeń o bardzo małej indukcyjności, często przystosowanych do obwodów paskowych. Specjalna konfiguracja zapewnia małą gęstość prądu emitera i jednolity jej rozkład. Osiąga się to przez zastosowanie konstrukcji wieloemiterowej, często z integralnymi rezystorami w obwodzie każdego emitera. Zadaniem tych rezystorów jest wyrównanie wartości prądu, płynącego przez każdy emiter i zapobieżenie wzrostowi prądu, niebezpiecznemu dla tranzystora. Na wspólnym podłożu z tranzystorem bywa umieszczana dio-

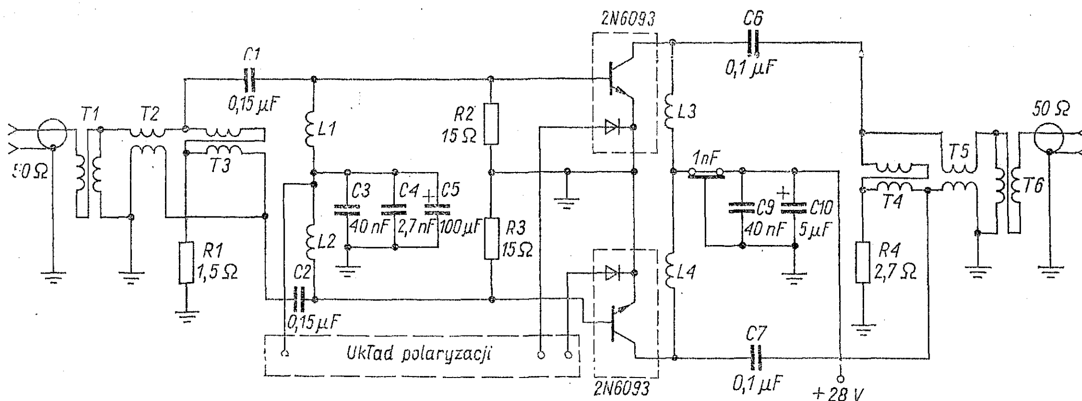
da, służąca jako czujnik temperatury o bardzo małej stałej czasowej.

Przykład zastosowania nowoczesnego tranzystora typu 2N6093 firmy RCA w liniowym wzmacniaczu mocy, pracującym przy częstotliwości 30 MHz, przedstawia rys. 3-67. Wzmacniacz zapewnia uzyskanie szczytowej mocy obwiedni równej 75 W przy mocy sygnału sterującego, nie przekraczającej 3,75 W. Sprawność obwodu kolektora jest przy tym nie mniejsza od 40%, a zniekształcenia intermodulacyjne wynoszą −30 dB. Pozostałe tranzystory w układzie służą do stabilizacji punktu pracy przy wykorzystaniu wewnętrznej diody jako czujnika temperatury. Prąd spoczynkowy kolektora ma wartość 20 mA. Tranzystory *T2* i *T3* tworzą stopień różnicowy, w którym odbywa się porównanie spadku napięcia na diodzie z napięciem baza-emiter tranzystora *T1*, wymuszanym przez tranzystor *T5*. Zapewnienie odpowiednio dużego wzmocnienia przy napięciach wejściowych rzędu setek miliwoltów wymagało zastosowania dodatkowego źródła napięcia ujemnego dla wzmacniacza różnicowego. Potencjometr *R4* służy do ustawiania symetrii wzmacniacza, natomiast potencjometrem *R11* ustawia się wartość prądu spoczynkowego. Zarówno wejście, jak wyjście wzmacniacza zostały przystosowane do impedancji 50 Ω.

Na rysunku 3-68 przedstawiono układ wzmacniacza liniowego o szczytowej mocy obwiedni równej 150 W, nie zawierający obwodów strojonych i przeznaczony do pracy w zakresie czę-



Rys. 3-67. Schemat wzmacniacza liniowego o szczytowej mocy obwiedni 75 W przy częstotliwości 30 MHz

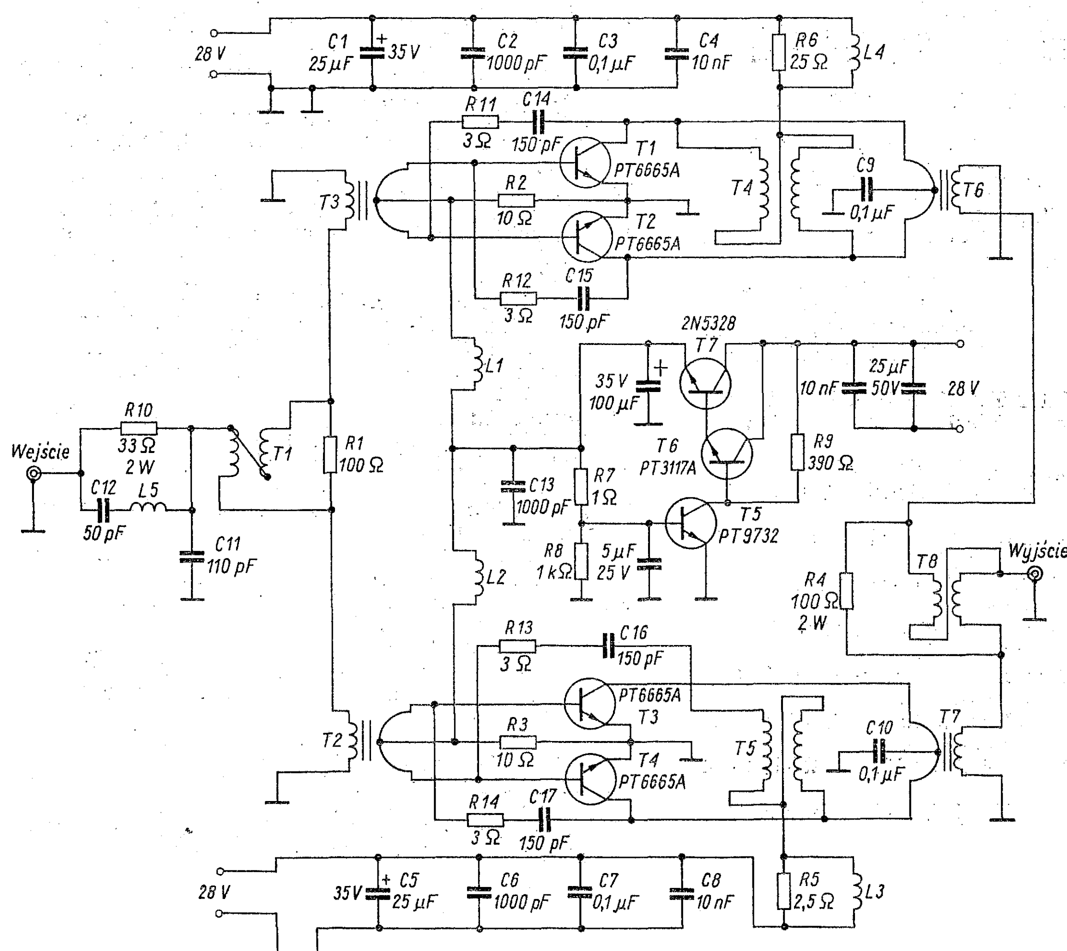


Rys. 3-68. Układ szerokopasmowego wzmacniacza liniowego o mocy 150 W (PEP) i zakresie częstotliwości 2 do 30 MHz

stotliwości 2 do 30 MHz. Moc wejściowa, wymagana dla wysterowania wzmacniacza, wynosi 0,5 W przy dolnej częstotliwości i 6 W — przy górnej. Poziom zniekształceń intermodulacyjnych wynosi −30 dB. Zastosowany układ polaryzacji jest podobny, jak w poprzednim wzmacniaczu. Do symetryzacji i transformacji impedancji zastosowano szerokopasmowe transformatory, nawinięte na rdzeniach toroidalnych drutem nawojowym podwójnie złożonym i skręconym razem, mającym właściwości linii długiej. W ten sposób uzyskuje się poprawne działanie transformatora nawet dla częstotliwości, dla których magnetowód ferrytowy ma małą skuteczność. Transformatory *Tr1*, *Tr2* i *Tr6* są nawinięte drutem nawojowym o średnicy 0,4 mm, złożonym podwójnie i zwiniętym 3,5-krotnie na jednym centymetrze długości, następnie złożonym ponownie i znowu skręconym. Transformatory obwodu wyjściowego mają uzwojenia wykonane z równoległych taśm miedzianych o szerokości 2,1 mm i grubości 0,2 mm. Ich długość wynosi 90 mm. Równoległe taśmy są od siebie odizolowane. Indukcyjności *L1* i *L2* oznaczają dławiki wielkiej częstotliwości o indukcyjności 0,75 μH. Dławiki *L3* i *L4* mają po 7 zwojów drutu o średnicy 0,8 mm na rdzeniu toroidalnym. Wspólne punkty dławików w obwodzie bazy i kolektora zostały uziemione dla wielkiej częstotliwości za pośrednictwem kondensatorów. Po to by to uziemienie było skuteczne w szerokim zakresie częstotliwości mimo indukcyjności kondensatorów, połączono równolegle trzy kondensatory o różnych wartościach pojemności i różnych indukcyjnościach szkodliwych.

3.31 Szerokopasmowy wzmacniacz liniowy o mocy 1000 W [34]

Liczni producenci oferują już obecnie tranzystory mocy wielkiej częstotliwości, umożliwiające realizację wzmacniaczy o mocy wyjściowej 1 kW.



Rys. 3-69. Schemat modułu wzmacniacza liniowego o mocy 320 W. Połączenie czterech takich modułów za pomocą transformatorów sumujących wektorowo napięcie wyjściowe i rozdzielających sygnał sterujący umożliwia uzyskanie mocy 1 kW [34]

We wzmacniaczu Chambersa (rys. 3-69) moc 1 kW została uzyskana przez połączenie czterech modułów, z których każdy może dostarczyć mocy 320 W. Każdy moduł zawiera cztery tranzystory PT6665 A, albo PT5788 — w innej obudowie, firmy TRW Semiconductors. Zakres częstotliwości wzmacniacza wynosi 1,5 MHz do 30 MHz, a wzmocnienie mocy — około 17 dB. Wzmocnienie jest w przybliżeniu stałe w całym zakresie częstotliwości, dzięki zastosowaniu czwórnika o odpowiednio dobranej charakterystyce tłumienia umieszczonego na wejściu. Transformatory *Tr1, Tr8, Tr4* i *Tr5* są nawinięte skręconymi drutami o średnicy 1,2 mm o dwóch skrętach na centymetr. Transformatory *Tr2, Tr3, Tr6* i *Tr7* mają jedno uzwojenie z rurki miedzianej o długości 20 mm dla pierwszych dwóch transformatorów i 64 mm dla pozostałych. Na rurkach umieszczono szereg toroidalnych rdzeni ferrytowych o średnicy zewnętrznej 9,6 mm i wewnętrznej 4,8 mm. Te same rdzenie zostały zastosowane również w transformatorach nawiniętych skręconym drutem. Rurki miedziane tworzą uzwojenie z odczepem w środku. Pozostałe uzwojenie zostało nawinięte drutem 1,2 mm i ma 3 zwoje w transformatorach *Tr2* i *Tr3*, a 4 zwoje w transformatorach *Tr6* i *Tr7*. Przenikalność rdzeni wynosi ponad 200 przy częstotliwości 30 MHz. Przyrost temperatury rdzeni przy pełnej mocy wyjściowej nie przekracza 20°.
Tranzystory *T5* do *T7* tworzą układ kontrolujący napięcie polaryzacji, przy czym tranzystor *T5* pełni rolę czujnika temperatury, dlatego został umieszczony na środku radiatora, do której umocowano tranzystory *T1* do *T4*.

Literatura

1. Wachinger R.: Ein einfaches Lichttelefon. Funktechnik, 1972, Nr 21, S. 792, 794, 796.
2. Breindel C.: Ordinary cassette recorder can be full--time phone monitor. Electronics, 1974, March 21, p. 98.
3. Hoff L.: A.F.S.K. for RTTY. QST, 1969, February, pp. 11—15, 48.
4. Antanaitis B.: A Simple Two-Transistor A.F.S.K. Generator. QST, 1969, September, pp. 36—39.
5. Gibbs L. V.: A Method of Generating RTTY Tones. QST, 1969, April, p. 49.
6. Hoff I.: The Mainline ST-3 RTTY Demodulator. QST, 1970, April, pp. 11—20.
7. Gordon M.: Mark/space demodulator employs active filters. Electronics, 1973, July 19, p. 116.
8. Tuke J. B.: Simple Facsimile or Teleprinter Signal Converter. Wireless World, 1973, September, pp. 461—463.
9. Beddoe K.: Teleprinter Terminal Unit Uses Phase--locked Loop. Wireless World, 1973, December, p. 605.
10. Eckhard R.: Storing computer data with a cassette recorder Electronics, 1974, April 18, pp. 104——105.
11. Francisco A.: Tape-recorder — driven solid-state keyer. QST, 1971, October, p. 56.
12. Fisher K.: In „Tech Corner". Radio Communication, 1974, February, p. 98.
13. Hayward W.: An Integrated-Circuit QRP Keyer. QST, 1972, September, pp. 57—58.
14. Aldridge D.: The Micro-TO Keyer with TTL ICs. QST, 1972, September, pp. 57—58.
15. Compton D.: Clock Pulses in the TTL Micro-TO Keyer. QST, 1973, July, pp. 45—46.
16. Garret J.: The WB 4 VVF Accu-Keyer. QST, 1973, August, pp. 19—23.
17. Bryant J.: Touchcoder II. QST, 1969, July, pp. 11——20.
18. Bacon P. W.: A digital Morse code generator. Radio Communication, 1974, February, pp. 86—87.
19. Pienkowski E. C.: A Morse-Code Time Identifier. QST, 1972, November, pp. 34—37.
20. Wraase V.: SSTV-Kameraanlage. Funktechnik, 1973, Nr. 21, S. 816—817, 820.
21. Briles B., Gervenack R.: Slow-Scan TV Viewing Adapter for Oscilloscopes. QST, 1970, June, pp. 46——50.
22. Tschannen R.: A Solid-State SSTV Monitor — Mark II. QST, 1973, March, pp. 27—32, 62.
23. Berthold W.: Störunempfindlicher Empfangskonverter für das Schmalband-Amateurfernsehen (SSTV). Funktechnik 1974, Nr. 6, S. 209—211.
24. Schaller H.: Ferseh-Standbilder von der Compact--Cassette. I T. Funkschau, 1974, H. 18, S. 699—702.
25. Hayward W., Bingham D.: Direct Conversion — A Neglected Technique. QST, 1968, November, pp. 15—17, 156.
26. Myslik A.: Přijimač s přimým směšováním. Amatérské Radio, 1970, č. 4, s. 128—130.
27. Najernik R.: Malý komunikačni přijímač. Amatérské Radio. 1972, č. 7, s. 253—256.
28. Prokop M.: Transistorový přijimač na KV. Amaterské Radio, 1973, č. 11, s. 431—432.
29. Borovička P., Klimosz J.: Transceiver CW pro 80 m. Amatérské Radio, 1972, č. 9. s. 353—354.
30. Hayward W.: The Micromountaineer. QST, 1973, August, pp. 11—13, 45.
31. Chochola J.: Tranzistorowý transceiver SSB pro 3,5 MHz. Amatérské Radio, 1971, č. 7, s. 271—273, č 8, s. 310—313, č 9, s. 354—355, č 10, s. 394—397, č. 11, s. 434—435.
32. Dušanek V.: Směšovač a PA pro 3,5 MHz SSB. Amatérské Radio, 1974, č .7, s. 272—275.
33. Burr R. P.: The Flashlight Sidebander. QST, 1972, July, pp. 11—16, August, pp. 27—31, 50.
34. Chambers S.: A 1000 W solid-state power amplifier. Electronic Design, 1974, April 1, pp. 58—62.

4 Odbiorniki radiofoniczne

Przenośne odbiorniki radiofoniczne były pierwszym — i przez stosunkowo długi czas jedynym — seryjnie produkowanym urządzeniem, w którym lampy elektronowe zostały wyparte przez tranzystory. Niedoskonałość dostępnych elementów sprawiła, że w pierwszych latach historii tranzystora konstrukcje odbiorników reprezentowały liczne kompromisy, zwłaszcza pod względem poziomu szumów, zniekształceń i zakresu częstotliwości. Dość wcześnie ukształtowała się klasyczna koncepcja układu, do której były zbliżone niemal wszystkie konstrukcje. Dopiero w ostatnich latach nasycenie rynku i postępy technologii całkowicie zmieniły sytuację w tej dziedzinie. Bardzo duża różnorodność układów nie pozwala mówić o „klasycznym" rozwiązaniu, a jedyną wyraźną tendencją jest coraz wyższa jakość odbiorników, zarówno sieciowych, jak i przenośnych, oraz coraz większy udział odbiorników najwyższej klasy. Coraz więcej odbiorników konstruuje się z punktu widzenia możliwości odbioru odległych stacji, nie rezygnując przy tym z wysokich parametrów akustycznych, możliwych do wykorzystania jedynie przy odbiorze nadajników lokalnych, przede wszystkim z modulacją częstotliwości, oraz przy wykorzystaniu jedynie zespołu małej częstotliwości przy współpracy z gramofonem lub magnetofonem.

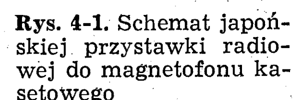
4.1 Przystawka odbiorcza do magnetofonu kasetowego

Urządzenie, którego schemat przedstawia rys. 4-1, jest interesujące nie tyle z punktu widzenia konstrukcji, ile niezwykłości jego zastosowania. Stanowi ono przystawkę odbiorczą do magnetofonu kasetowego, produkowanego przez anonimową firmę japońską. Przystawka mieści się w obudowie o kształcie i wymiarach kasety Compact i wkada się ją do magnetofonu zamiast kasety z taśmą. Do zasilania przystawki służy ogniwo miniaturowe o napięciu 1,5 V, mieszczące się wewnątrz obudowy. Wyłącznik zasilania zostaje załączony automatycznie po naciśnięciu klawisza „odtwarzanie" magnetofonu. Głowica magnetofonu zbliża się przy tym do głowicy przystawki i naciskając na nią uruchamia wyłącznik. W magnetofonie, z którym współpracuje przystawka, wyłącznik do zdalnego sterowania, umieszczony w mikrofonie, przerywa jedynie obwód zasilania silnika. Umożliwia to korzystanie ze wzmacniacza magnetofonu przy wyłączonym silniku.

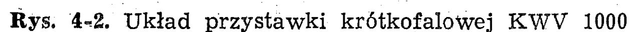
4.2 Przystawka krótkofalowa do odbiornika samochodowego Grundig KWV 1000

Duża część odbiorników samochodowych jest budowana bez zakresu krótkofalowego. Odbiór na tym zakresie umożliwiają konwertery, wykorzystujące zakres fal średnich jako strojoną pierwszą częstotliwość pośrednią. Takie rozwiązanie ma szereg zalet: strojenie jest równie łatwe, jak na zakresie średniofalowym, liczba pasm krótkofalowych może być duża, przystawkę można dobudować do każdego odbiornika. Dla zapewnienia odporności na zakłócenia ze strony nadajników średniofalowych odbiornik powinien być dobrze ekranowany; to wymaganie jest zawsze spełnione w przypadku odbiorników samochodowych. Typowym przedstawicielem takich urządzeń jest konwerter KWV 1000 firmy Grundig, którego schemat przedstawiono na rys. 4-2.

Urządzenie jest zasilane z akumulatora samochodowego przez wyłącznik odbiornika i własny wyłącznik zasilania, który w położeniu „wyłączone" dodatkowo łączy antenę z odbiornikiem. Podczas pracy przystawki jest ona włączona między antenę i wejście odbiornika. Napięcie zasilające jest stabilizowane diodą Zenera dla zapewnienia koniecznej stabilności częstotliwości generatora przy zmianach napięcia sieci samochodowej szczególnie przy różnicy napięcia odpowiadającej postojowi i pracy silnika na wysokich obrotach; ta różnica może dochodzić do 3 V. Tranzystor *T1* tworzy stopień generatora o stałej częstotliwości, zmienianej przełącznikiem klawiszowym. Wartość częstotliwości określa kombinacja kondensatorów i cewek dołączanych do cewki generatora. Dodatkowe zestyki przełączników klawiszowych służą do wyeliminowania pasożytniczych obwodów rezonansowych. Mieszacz z tranzystora *T2* pracuje z sygnałem generatora doprowadzonym do emitera. Baza tego tranzystora jest połączona przez dzielnik pojemnościowy z dwuobwodowym filtrem pasmowym o szerokości około 400 kHz. Częstotli-



Rys. 4-1. Schemat japońskiej przystawki radiowej do magnetofonu kasetowego



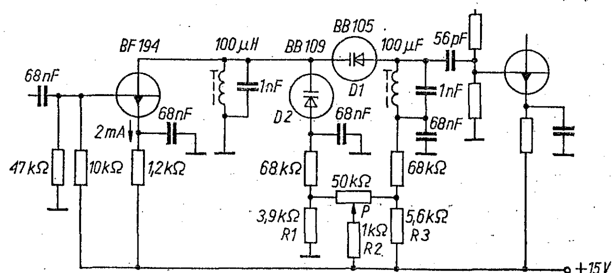
Rys. 4-2. Układ przystawki krótkofalowej KWV 1000

wości, podane na schemacie przy poszczególnych klawiszach, odpowiadają dostrojeniu odbiornika do częstotliwości 1 MHz. Dla uzyskania optymalnego odbioru jest konieczne dopasowanie wejścia konwertera do anteny, tak by zapewnić dostrojenie wszystkich filtrów pasmowych, oraz dopasowanie wyjścia konwertera do wejścia odbiornika, normalnie przystosowanego do anteny i przewodu współosiowego o stosunkowo dużej pojemności. Do tego celu służą odpowiednio kondensatory *C204* i *C226*. Przy wyłączonej przystawce dodatkowo trzeba skorygować rozstrojenie wejścia odbiornika, wywołane zmianą dołączonej pojemności. Wzmocnienie przemiany konwertera wynosi 9 dB na pasmie 90 m i 5 dB na pasmie 13 m.

4.3 Układ do zmiany szerokości pasma wzmacniacza pośredniej częstotliwości (Siemens)

Regulacja selektywności umożliwia uzyskanie szerszego pasma częstotliwości akustycznych przy odbiorze silnych nadajników lub jego zwę-

żenie dla zmniejszenia zakłóceń, lub dla stłumienia szumów przy małym poziomie sygnału. Rozwiązanie z zastosowaniem kondensatorów zmiennych lub przełączników, jest mało atrakcyjne ze względu na koszt, niezawodność i trudność zminiaturyzowania układu. Znacznie łatwiej można osiągnąć lepsze wyniki w tym zakresie przy zastosowaniu diod pojemnościowych, sterowanych napięciem stałym z obwodu potencjometru. Szczególnie przydatne do tego celu są diody przeznaczone dla zakresu decymetrowego, np. BB 105, których pojemność zmienia się pięciokrotnie przy zmianie napięcia sterującego od 3 do 25 V. Najprostszym sposobem włączenia diody pojemnościowej jest jej włączenie jako szeregowej pojemności sprzęgającej. Taki układ pociąga jednak za sobą niedopuszczalną zmianę częstotliwości środkowej przy zmianie szerokości pasma. W celu zachowania symetrii krzywej rezonansowej, rozstrojenie powodowane przez diodę sprzęgającą należy kompensować diodami załączonymi równolegle w każdym z dwóch obwodów sprzężonych. Przy odpowiednim doborze napięć sterujących można uzyskać małą zmianę częstotliwości środkowej nawet w układzie z dwiema diodami, jak na rys. 4-3. Przy



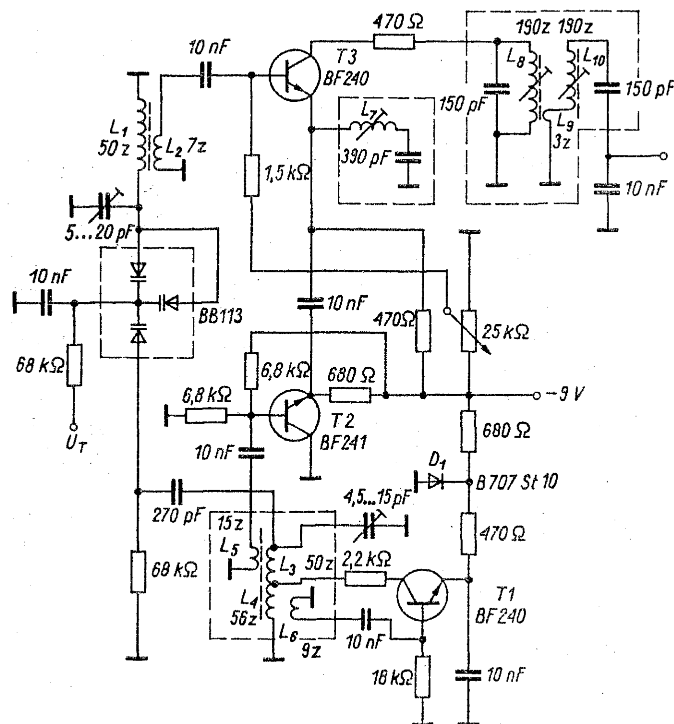
Rys. 4-3. Układ do regulacji selektywności za pomocą diod pojemnościowych

zmianie napięcia sterującego, mierzonego na rezystorze *R3*, od 1 do 12 V, szerokość pasma zmienia się od 20 do 7 kHz. Tej samej zmianie napięcia odpowiada rozstrojenie filtru mniejsze od 1 kHz.

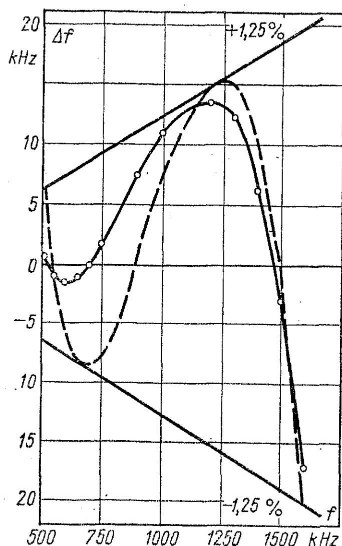
4.4 Strojenie diodami pojemnościowymi na zakresie fal średnich

Zastąpienie kondensatorów strojeniowych diodami pojemnościowymi przedstawia szereg zalet: umożliwia uzyskanie mniejszego kosztu, mniejszych wymiarów i większej niezawodności odbiornika. Atrakcyjna jest również możliwość szybkiego wybierania stacji za pomocą przełącznika klawiszowego, po ich uprzednim ustawieniu potencjometrami. Strojenie diodami upraszcza również bardzo znacznie układ automatycznego strojenia, gdyż eliminuje silnik i elementy mechaniczne. Układy ze strojeniem diodami pojemnościowymi najwcześniej pojawiły się w odbiornikach dla zakresu fal ultrakrótkich, dla którego szybciej były dostępne diody, zapewniające odpowiednio dużą dobroć i małe zniekształcenia nieliniowe. Ze względu na stosunkowo niewielką względną szerokość pasma ultrakrótkofalowego, zagadnienie współbieżności obwodów miało znaczenie drugorzędne. Ostatnio pojawiły się również diody pojemnościowe, przeznaczone dla zakresów, wykorzystujących modulację amplitudy. Przykładem konstrukcji układu przemiany dla fal średnich jest schemat pokazany na rys. 4-4. W tym układzie zastosowano potrójną diodę BB 113 firmy Siemens dla trójpunktowego strojenia obwodu wejściowego i obwodu generatora. Potrójna dioda pojemnościowa jest w zasadzie przeznaczona do strojenia trzech obwodów: ze względu na wpływ pojemności włączonych równolegle, zakres fal średnich należy przy tym podzielić na dwie części. Równoległe połączenie dwóch diod w obwodzie wejściowym umożliwia pokrycie całego zakresu średniofalowego. Napięcie strojeniowe U_T zmienia się w zakresie od 1 do 30 V. Katody diod są połączone z masą przez kondensator 10 nF, po to by obwód sterujący nie miał wpływu na dobroć obwodów wielkiej częstotliwości. Szerokość pasma obwodu wejściowego zmienia się od 8 kHz przy częstotliwości wejściowej 510 kHz do 25 kHz przy częstotliwości 1605 kHz.

Tranzystor *T1*, pracujący w układzie generatora, jest zasilany napięciem 0,7 V z diody *D1*. Małe napięcie zasilające i silne sprzężenie zwrotne sprawiają, że tranzystor działa przełącznikowo, co przyczynia się do stabilizacji napięcia wyjściowego. Jego wartość w całym zakresie strojenia zmienia się od 650 do 680 mV. Rezystor w obwodzie kolektora tranzystora *T1* zabezpiecza obwód rezonansowy przed zwieraniem przez nasycony tranzystor. Tranzystor *T2* w układzie wtórnika emiterowego separuje obwód generatora od mieszacza i umożliwia równocześnie doprowadzenie wystarczająco dużego sygnału do mieszacza. Napięcie generatora mierzone na emiterze tranzystora *T3* wynosi 66 mV. Dla zwiększenia wzmocnienia mieszacza dla częstotliwości pośredniej, z jego emiterem łączy się obwód szeregowy, nastrojony na częstotliwość pośrednią. Prąd emitera tranzystora *T3* wynosi 1 mA. Filtr pośredniej częstotliwości ma sprzężenie nadkrytyczne. Obwód szeregowy w emiterze mieszacza sprawia, że wypadkowa krzywa rezonansowa ma płaski wierzchołek. Szerokość pasma układu wynosi 6 kHz,



Rys. 4-4. Schemat układu przemiany z potrójną diodą pojemnościową BB 113 firmy Siemens



Rys. 4-5. Wykres błędu współbieżności układu z rys. 4-4 (krzywa ciągła). Linią przerywaną zaznaczono przebieg błędu w typowym układzie z kondensatorami strojeniowymi

Prawidłowa praca układu może być zapewniona przy stałości napięcia sterującego 0,3‰, co odpowiada dopuszczalnej odchyłce, wynoszącej 9 mV przy napięciu 30 V. Do stabilizacji napięcia sterującego używa się specjalnych dwójnikowych układów scalonych. Uzyskanie wymaganej dużej stałości napięcia ułatwia fakt, że obciążenie źródła jest stałe. Osiągniętą współbieżność obwodów ilustruje wykres błędu na rys. 4-5. Jak widać, błąd mieści się w granicach 1,25%, przyjmowanych za poprawne dla fal średnich.

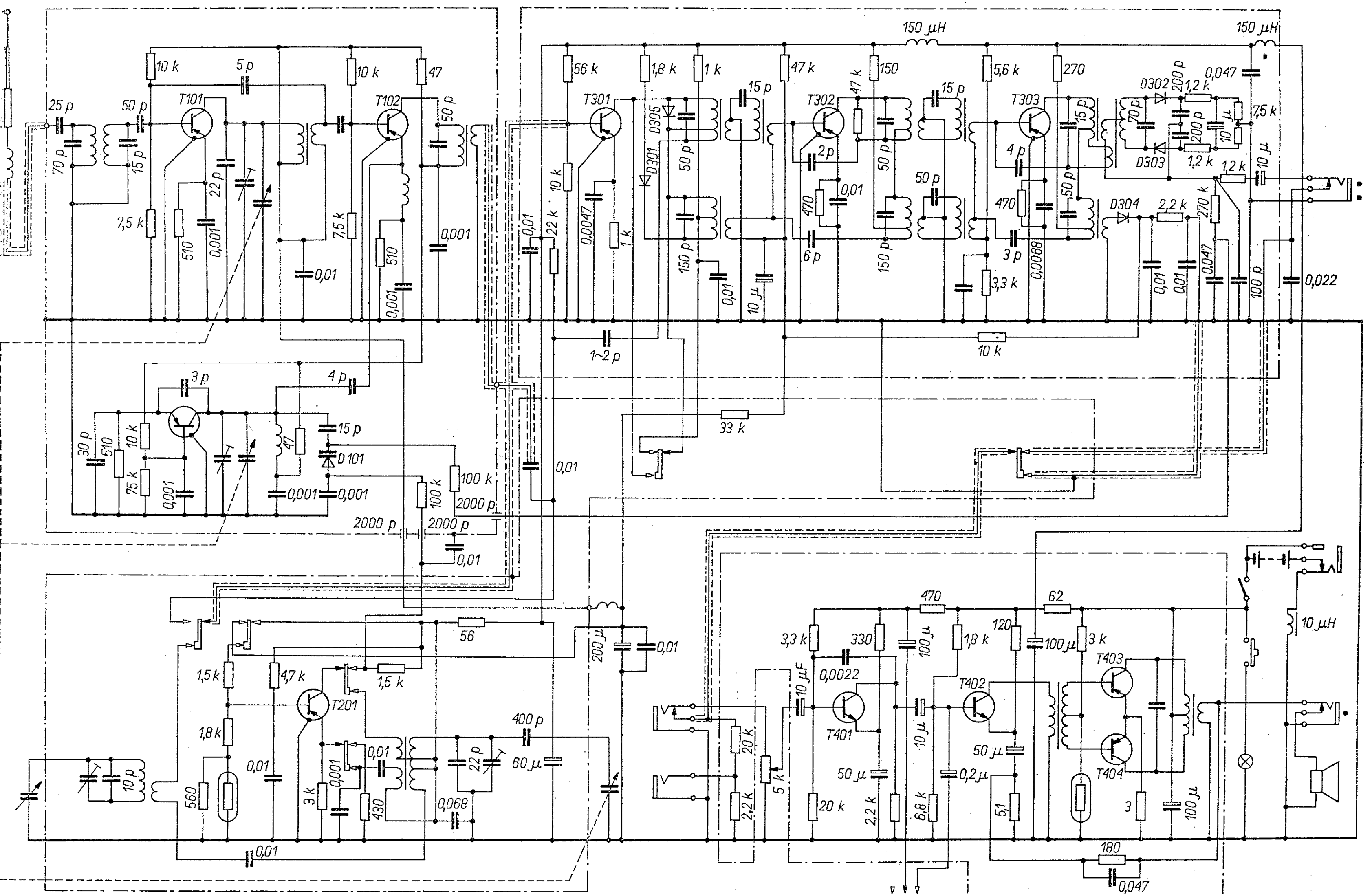
4.5 Odbiornik przenośny z przystawką stereofoniczną — Sony TFM-110 W + STA-110

Odbiorniki przenośne nie są w zasadzie domeną stereofonii, jednak uzupełnienie odbiornika bateryjnego przystawką, umożliwiającą odbiór programów stereofonicznych podnosi jego atrakcyjność, szczególnie w takim wykonaniu, które pozwala na odłączenie przystawki i nie wpływa na zwiększenie wymiarów i masy odbiornika. Tego typu rozwiązanie reprezentuje odbiornik TFM-110W (rys. 4-6) i przystosowana do niego przystawka stereofoniczna STA-110 (rys. 4-7) firmy Sony. Odbiornik jest przystosowany do odbioru fal średnich i ultrakrótkich. Od typowego odbiornika monofonicznego różni się on jedynie tym, że wzmacniacz małej częstotliwości jest połączony z wyjściem detektora stosunkowego przez zestyki gniazdka J301, normalnie zwarte. Włożenie wtyczki połączonej z przystawką, rozwiera te zestyki i umożliwia włączenie przystawki między detektor i wzmacniacz akustyczny. Równocześnie zostaje odłączony kondensator *C330* z obwodu deemfazy, po to by nie wprowadzać tłumienia sygnału multipleksu stereofonicznego. Drugą cechą, odróżniającą omawiany odbiornik od typowego układu monofonicznego, jest większa szerokość pasma pośredniej częstotliwości FM, konieczna dla poprawnego przeniesienia sygnału multipleksu.

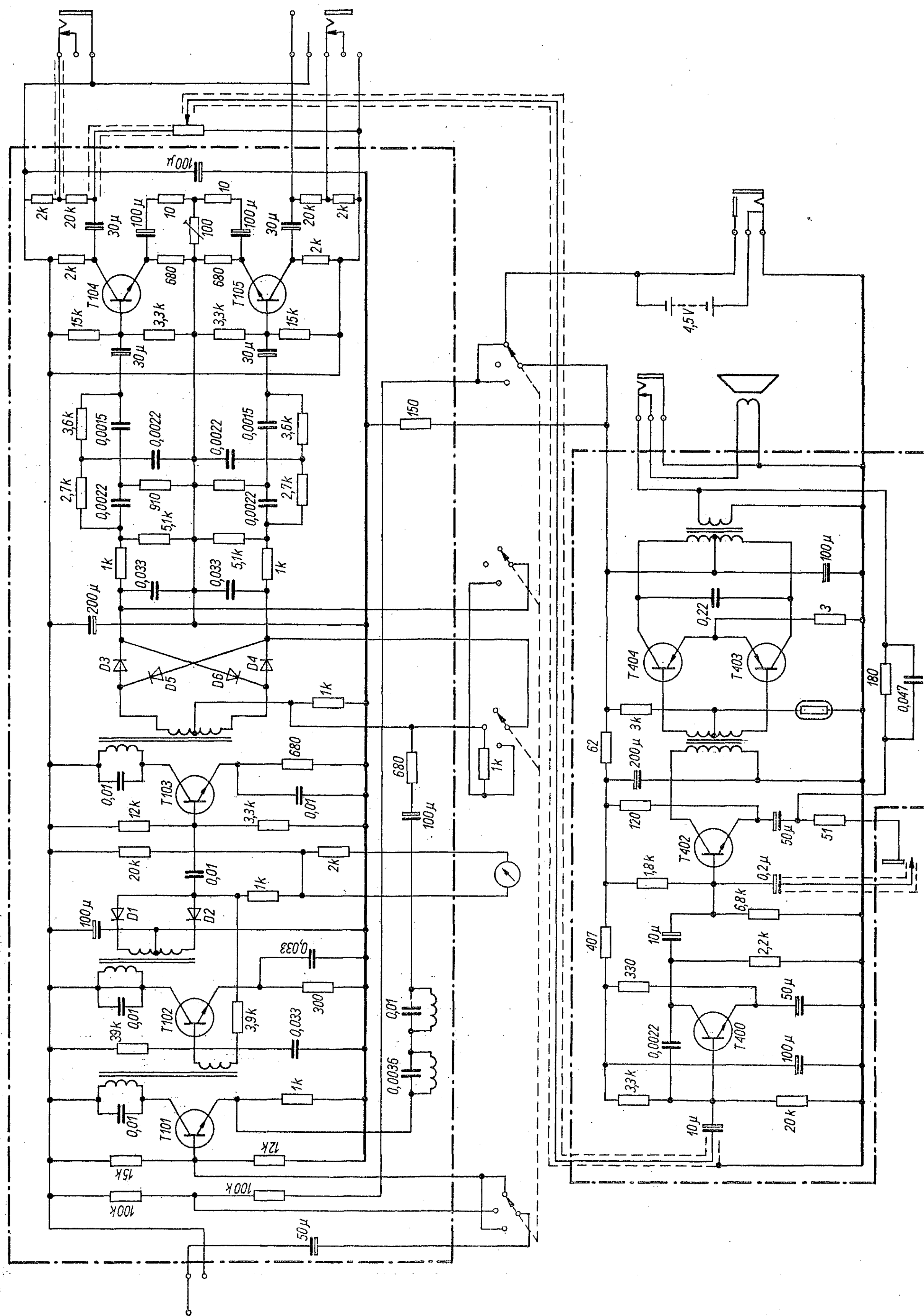
W głowicy przemiany zakresu FM pracują tranzystory: *T101* jako wzmacniacz wielkiej częstotliwości, *T102* jako mieszacz i *T103* jako generator z automatycznym dostrajaniem za pomocą diody *D101*. Do kompensacji temperaturowej układu automatycznego dostrajania wykorzystano termistor i tranzystor *T201*, pełniący na zakresie średniofalowym funkcję generatora. Tranzystor *T301* jest mieszaczem średniofalowym, a przy odbiorze fal ultrakrótkich pracuje jako pierwszy stopień wzmacniacza pośredniej częstotliwości. Ostatnie dwa stopnie wzmacniacza pośredniej częstotliwości są neutralizowane zarówno dla kanału FM (*C309, C319*), jak i dla kanału AM (*C307, C315*).

Do zasilania odbiornika służą 3 ogniwa R 14. Oddzielne ogniwa zasilają przystawkę.

Przystawka STA-110 oprócz własnego zasilania



Rys. 4-6. Schemat odbiornika Sony TFM-110 W

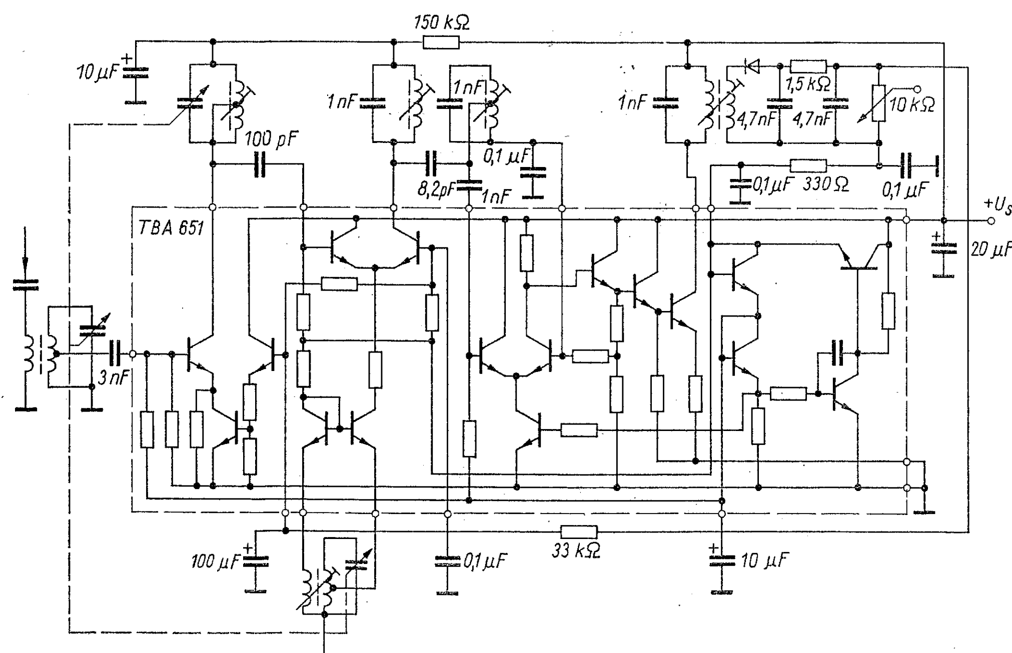


Rys. 4-7. Schemat przystawki stereofonicznej STA-110 do odbiornika TFM-110 W

i wzmacniacza małej częstotliwości zawiera dekoder stereofonii. Przełącznik *S1* służy do włączania zasilania przystawki i umożliwia użycie przystawki jako dodatkowego wzmacniacza do odbioru monofonicznego. Oddzielne gniazdka wyjściowe umożliwiają połączenie przystawki z zewnętrznym wzmacniaczem stereofonicznym, albo magnetofonem dla nagrywania odbieranej audycji. W tym ostatnim przypadku może być konieczne dodatkowe włączenie filtrów dla wyeliminowania resztek częstotliwości podnośnej i pilotującej, które wywołują interferencje z częstotliwością podkładu w magnetofonie.
Sygnał multipleksu jest wzmacniany przez tranzystor *T101*. Obwód rezonansowy, połączony z kolektorem tego tranzystora, wydziela częstotliwość pilotującą, natomiast z emitera uzyskuje się sygnał multipleksu, z którego zostaje wyeliminowana częstotliwość pilotująca i podnośna sygnału SCA. Sygnał o częstotliwości pilotującej zostaje wzmocniony w stopniu z tranzystorem *T102*, również z obwodem rezonansowym nastrojonym na 19 kHz, a następnie podwojony przez diody *D1* i *D2*, działające jako prostownik dwupołówkowy. Tranzystor *T103* wzmacnia sygnał częstotliwości podnośnej 38 kHz, po czym zostaje on doprowadzony przez transformator do demodulatora pierścieniowego z diodami *D3* do *D5*. Sygnał kanału lewego i prawego przechodzi przez filtry *RC*, usuwające częstotliwość podnośną do tranzystorów *T104* i *T105*, które wzmacniają wstępnie sygnał akustyczny przed jego doprowadzeniem do wzmacniaczy mocy.

4.6 Odbiorniki samochodowe AM z układami scalonymi

Wielkie korzyści, wynikające z wprowadzenia układów scalonych do urządzeń elektroniki użytkowej produkowanych masowo, skłoniły licznych producentów do opracowania układów scalonych, zastępujących całe zespoły w odbiornikach radiowych. Jako pierwsze pojawiły się scalone wzmacniacze mocy małej częstotliwości, następnie układy, zawierające wszystkie elementy czynne odbiornika AM, czy FM w różnych wariantach układowych. Uproszczenie konstrukcji odbiornika możliwe do osiągnięcia ilustrują przykłady zastosowania układów TBA 651 firmy SGS i CA3123E firmy RCA.
Układ scalony TBA 651 (rys. 4-8) zawiera wzmacniacz wielkiej częstotliwości, generator, mieszacz i wzmacniacz pośredniej częstotliwości oraz stabilizator napięcia, umożliwiający pracę przy napięciu zasilania od 4,5 do 18 V. Szeroki zakres napięć zasilających umożliwia zastosowanie układu w odbiornikach samochodowych, sieciowych i przenośnych, a duży zakres częstotliwości rozszerza jego użyteczność do stosowania w radiotelefonach na pasmo 27 MHz. Szumy wnoszone przez układ są niewielkie; przy napięciu wejściowym 10 μV stosunek sygnału do szumu wynosi 26 dB. Zakres regulacji wzmocnienia odpowiada zmianie sygnału akustycznego o 10 dB przy zmianie napięcia wejściowego o 80 dB. Napięcie sygnału wielkiej czę-



Rys. 4-8. Schemat układu scalonego TBA 651 z zaznaczeniem połączeń zewnętrznych

Rys. 4-9. Odbiornik samochodowy, w którym zastosowano układy scalone TBA 651 i TAA 611 B

stotliwości, równe 1 V, nie wywołuje jeszcze ograniczania. Zniekształcenia nieliniowe przy sygnale wejściowym 100 μV i głębokości modulacji 0,3 nie przekraczają 2%. Zastosowanie układu TBA 651 w odbiorniku samochodowym na zakres fal średnich ilustruje rys. 4-9. Odbiornik jest strojony indukcyjnie, co jest typowe dla odbiorników samochodowych. We wzmacniaczu pośredniej częstotliwości pracują cztery obwody rezonansowe. Pierwsze dwa są sprzężone pojemnościowo. Napięcie automatycznej regulacji wzmocnienia jest uzyskiwane z przedostatniego obwodu pośredniej częstotliwości przez oddzielny detektor z progiem działania, wyznaczonym przez wewnętrzny stabilizator napięcia.

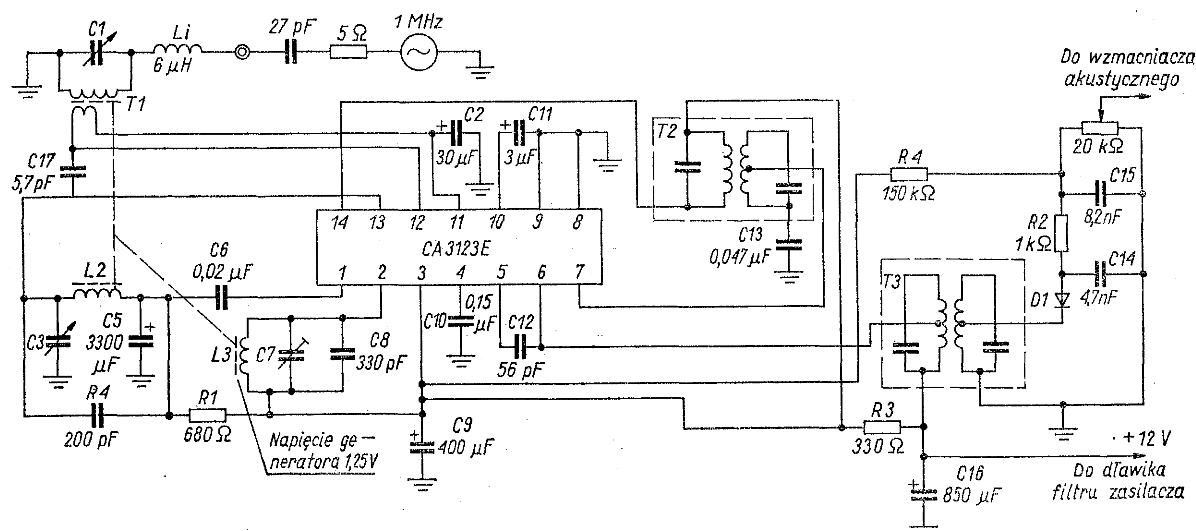
We wzmacniaczu akustycznym został zastosowany scalony wzmacniacz mocy typu TAA 611 B. Ze względu na to, że wymagana moc wyjściowa jest większa od możliwej do osiągnięcia z układu scalonego tego typu, został on uzupełniony stopniem wyjściowym z tranzystorami przeciwstawnymi o dopuszczalnym prądzie kolektora 3 A i wzmocnieniu prądowym równym 20. W ten sposób moc wyjściowa została zwiększona do 5 W, przy zniekształceniach nieliniowych, wynoszących 5%. Pobór prądu bez wysterowania wynosi 50 mA.

Takie same funkcje, przy nieco odmiennej budowie wewnętrznej, spełnia układ scalony CA3123E firmy RCA. Układ mieści się w obudowie plastykowej o 14 nóżkach i jest przezna-

Rys. 4-10. Schemat układu scalonego CA 3123 E

czony do pracy w zakresie temperatur od −55 do +125°C. Układ równoległej stabilizacji napięcia wymaga dołączenia rezystora zewnętrznego. Na rys. 4-10 pokazano budowę wewnętrzną układu. Wzmacniacz wielkiej częstotliwości, podobnie jak wzmacniacz częstotliwości pośredniej, ma układ kaskodowy, co zapewnia stabilność i nie dopuszcza do przesunięcia częstotliwości środkowej krzywej rezonansowej przy zmianie poziomu sygnału. Przykład zastosowania układu CA3123E w średniofalowym odbiorniku samochodowym przedstawiono na rys. 4-11. Odbiornik ma trzy obwody strojone indukcyjnie. tliwości i detektora. Nie pokazano na rysunku wzmacniacza małej częstotliwości, który może być zrealizowany w postaci trzeciego układu scalonego. Antena o małej impedancji jest sprzężona z obwodem wejściowym przez kondensator *C1* o pojemności tak dobranej by uzyskać kompromis między selektywnością i szumami.

Układ scalony SO42P (rys. 4-13) jest przeznaczony do pracy jako mieszacz iloczynowy z symetrycznym wejściem dla sygnału i dla napięcia generatora, może jednak być przystosowany do pełnienia roli zarówno mieszacza, jak i ge-



Rys. 4-11. Zastosowanie układu scalonego CA 3123 E w odbiorniku samochodowym

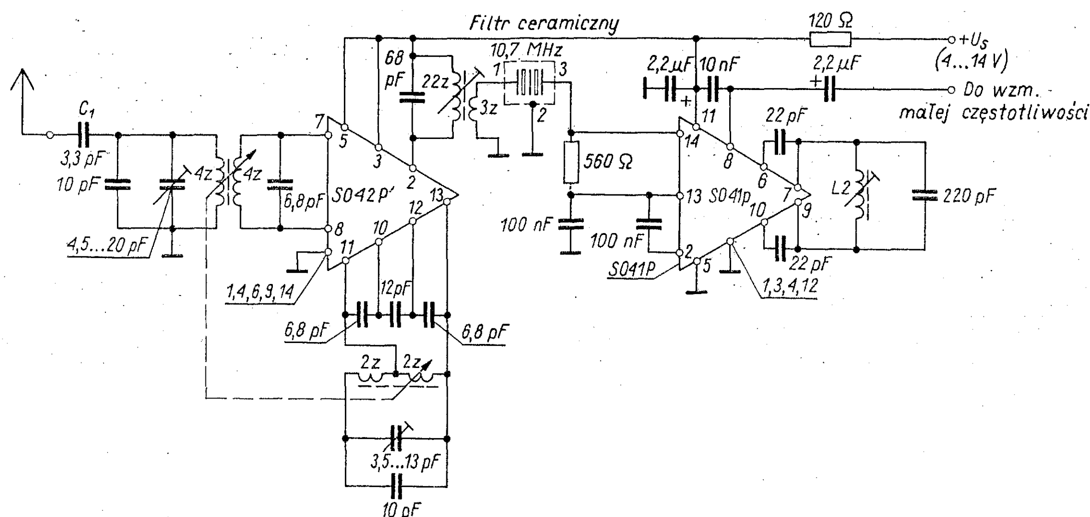
Częstotliwość pośrednia ma nietypową wartość 262 kHz. Pojemność kondensatorów w filtrach pośredniej częstotliwości wynosi 130 pF, dobroć filtrów — 60, ich sprzężenie jest krytyczne. Pierwszy filtr ma odczep na 1/30 zwojów, drugi na 1/8,5. Przy napięciu wejściowym 2 μV, częstotliwości 1 MHz i głębokości modulacji 0,3, doprowadzonym przez sztuczną antenę, napięcie wyjściowe wynosi 10 mV. Stosunek sygnału do szumu wynosi 43 dB przy napięciu sygnału 100 μV i głębokości modulacji, jak poprzednio. Zniekształcenia nieliniowe są mniejsze od 10% przy napięciu sygnału 0,4 V i głębokości modulacji 0,9.

4.7 Układy scalone do odbiorników FM

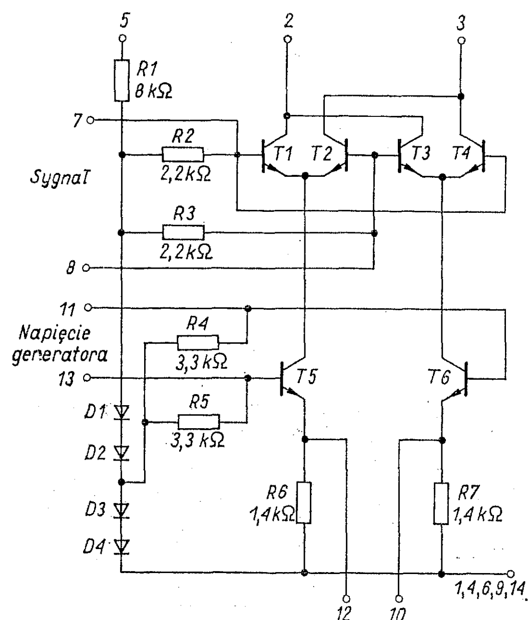
Na rysunku 4-12 przedstawiono schemat odbiornika FM, zbudowanego z zastosowaniem układów scalonych SO42P i SO41P firmy Siemens. Pierwszy z nich pełni funkcje mieszacza i generatora, drugi — wzmacniacza pośredniej częstotliwości... neratora. Taki rodzaj pracy zastosowano w opisywanym układzie odbiorczym. Tranzystory *T1* do *T4* działają jako mieszacz. Sygnał wejściowy doprowadza się do ich baz, natomiast sygnał z generatora — do emiterów. Tranzystory *T5* i *T6* zostały wykorzystane w układzie generatora. Generator ma budowę symetryczną, z dzielnikiem pojemnościowym; wspólny punkt kondensatorów dla każdego tranzystora jest połączony z odpowiednim emiterem. Kolektory tranzystorów nie są połączone z układem sprzężenia zwrotnego. Umożliwia to zapewnienie lepszej separacji obwodu wejściowego od obwodu generatora i zmniejsza przenikanie sygnału generatora do anteny. Ta ostatnia cecha jest ważna ze względu na pominięcie wzmacniacza wielkiej częstotliwości.

Selektywność zapewnia filtr ceramiczny pośredniej częstotliwości. Przed nim umieszczono jednoobwodowy filtr *LC*, aby uzyskać wystarczające tłumienie częstotliwości leżących daleko poza pasmem przenoszenia, dla których skuteczność filtru ceramicznego może być niewielka.

Układ scalony SO41P zawiera wzmacniacz po-



Rys. 4-12. Schemat odbiornika FM z układami scalonymi SO42P i SO41P firmy Siemens (bez wzmacniacza małej częstotliwości)

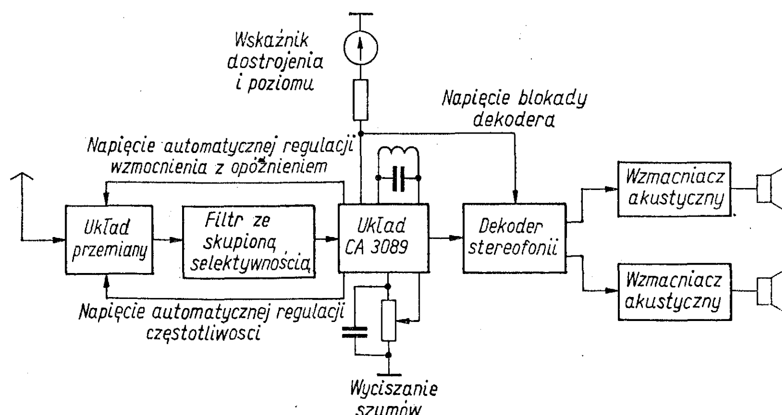


Rys. 4-13. Schemat budowy wewnętrznej mieszacza scalonego SO42P

średniej częstotliwości i koincydencyjny demodulator modulacji częstotliwości. Symetryczna budowa zapewnia stabilną pracę układu w szerokiem zakresie napięć zasilania. Rezystor 560 Ω na wejściu układu scalonego stanowi impedancję obciążenia dla filtru ceramicznego, kondensator 10 nF między końcówkami *8* i *11* ustala stałą czasową deemfazy. Obwód rezonansowy pomiędzy końcówkami *7* i *9* decyduje o parametrach demodulatora; jego częstotliwość rezonansowa jest równa częstotliwości środkowej demodulatora, natomiast dobroć obwodu wyznacza zakres liniowego przebiegu charakterystyki. Kondensatory, włączone między końcówkami *6* i *7* oraz *9* i *10* wpływają na wartość napięcia na obwodzie rezonansowym i muszą być dobrane odpowiednio do częstotliwości pracy. Wartość podana na rysunku odpowiada częstotliwości pośredniej 10,7 MHz. Wartość napięcia wyjściowego małej częstotliwości zależy od napięcia zasilania: przy napięciu 12 V sygnał akustyczny osiąga wartość 240 mV, a ograniczanie sygnału pośredniej częstotliwości występuje przy napięciu wejściowym równym 8 µV.

Wersja tego układu, nosząca oznaczenie TBA 120 S, dopuszcza mniejszy zakres napięcia zasilania, umożliwia jednak dodatkowo regulację poziomu napięcia małej częstotliwości za pomocą zewnętrznej rezystancji, w zakresie 75 dB. Układ TBA 120 S zawiera jeszcze diodę stabilizacyjną o napięciu 12 V i wolny tranzystor, który można wykorzystać jako stopień wzmocnienia małej częstotliwości albo do zdalnego sterowania siły głosu.

Na rysunku 4-14 podano przykład zastosowania układu scalonego typu CA3089 firmy RCA w odbiorniku stereofonicznym. Układ ten jednoczy funkcje wzmacniacza pośredniej częstotliwości, demodulatora, układu wyciszania szumów między stacjami, tłumienia sygnałów leżących poza pasmem, sterowania wskaźnika dostrojenia i poziomu sygnału, blokowania dekodera stereofonii, układu opóźnionej automatycznej regulacji wzmocnienia wzmacniacza wielkiej częstotliwości oraz automatycznej regulacji częstotliwości z wykorzystaniem diod używanych do strojenia. Złożoność układu obrazuje jego schemat (rys. 4-15). Wejście z tranzystorami *T1* do *T5* ma symetryczny układ kaskodowy, umożliwiający poprawienie właściwości szumowych,

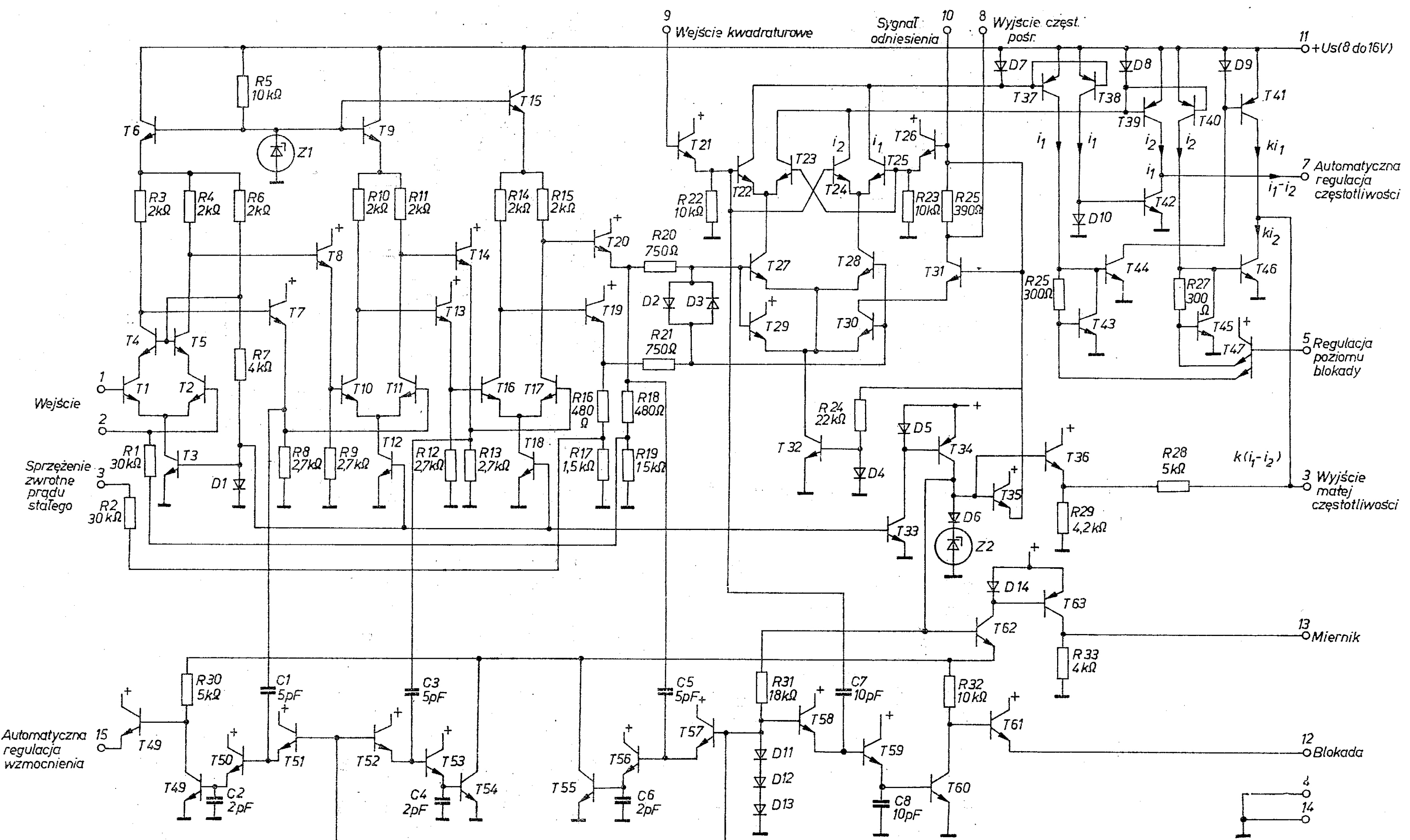


Rys. 4-14. Schemat blokowy odbiornika stereofonicznego z układem scalonym CA 3089

zmniejszenie efektu Millera i zmian impedancji wejściowej przy przesterowaniu impulsami zakłóceń. Następne dwa stopnie wzmacniacza pośredniej częstotliwości, zawierające tranzystory *T10, T11* i *T16, T17*, są sprzężone przez wtórniki emiterowe. Rolę wspólnej impedancji emiterowej tych stopni o budowie symetrycznej spełniają tranzystory w układzie generatora stałego prądu. Stabilność punktu pracy poprawia sprzężenie zwrotne dla prądu stałego. Diody *D2* i *D3* dodatkowo ograniczają amplitudę napięcia doprowadzonego do układu detektora.
Demodulator ma układ podwójnie symetryczny. Zarówno tranzystory wejściowe demodulatora *T27, T28,* jak i tranzystory wejściowe ogranicznika sygnału kwadraturowego *T29* i *T30* są sterowane symetrycznie, co zapewnia jednakowe opóźnienia w obu kanałach. Sygnał kwadraturowy z ogranicznika steruje demodulator przez tranzystor *T31,* tworzący z tranzystorem *T30* układ kaskodowy, dla zwiększenia symetrii prądów sterujących tranzystory *T22* do *T25* i prądu sterującego rezonansowy obwód kwadraturowy, płynącego przez rezystor *R25*. Obwód rezonansowy jest włączony między końcówkami *9* i *10*. Napięcie z wyjścia *8* zostaje do tego obwodu doprowadzone przez dławik wyrównujący opóźnienia w obu kanałach i tłumiący harmoniczne sygnału pośredniej częstotliwości w obwodzie rezonansowym. Prądy z obu wyjść demodulatora są odejmowane dla uzyskania sygnału automatycznej regulacji częstotliwości. W podobny sposób otrzymuje się sygnał wyjściowy małej częstotliwości. Jego napięcie wynosi (i_1-i_2) *R28* kiedy nie działa blokada szumów; przy działającej blokadzie szumów ta wartość jest jeszcze mnożona przez współczynnik k, którego wartość może być zawarta w granicach od 0 do 1.
Układ tranzystorów *T38* i *T42* oraz diod *D7* i *D10* przenosi prąd i_1 z jednej strony detektora zrównoważonego do kolektora *T42*. Podobnie, prąd i_2 płynie również w obwodzie kolektora tranzystora *T39*. Prąd w punkcie połączenia tranzystorów *T39* i *T42* ma wartość i_1-i_2. W taki sam sposób uzyskuje się prąd wyjściowy o częstotliwości akustycznej. Układy translacyjne z tranzystorami *T43, T44* i *T45, T46* mają wzmocnienie sterowane napięciem z wtórnika emiterowego *T47*. Ze względu na symetryczną budowę układu, napięcie sterujące wzmocnienie nie występuje na wyjściu. Zakres regulacji tłumienia przekracza 70 dB.
Układ sterowania wskaźnika poziomu sygnału ma charakterystykę logarytmiczną. Zostało to uzyskane przez sterowanie prostownika z wyjścia czterech stopni, kolejno osiągających nasycenie. Są to trzy stopnie wzmacniacza pośredniej częstotliwości oraz ogranicznik sygnału kwadraturowego. Jako prostowniki pracują tranzystory *T50, T53, T56* i *T59*. Pierwszy z nich dodatkowo steruje układ opóźnionej regulacji wzmocnienia dla wzmacniacza wielkiej częstotliwości. Tranzystor *T60* steruje układ blokady. Diody *D11* do *D13* dostarczają napięcia, ustalającego napięcie wyjściowe prostowników przy braku sygnału. Próg ograniczania wynosi typowo 10 μV, napięcie małej częstotliwości ma wartość 0,4 V przy dewiacji 75 kHz. Zniekształcenia nieliniowe dla tych warunków nie przekraczają 0,35%. Stosunek sygnału do szumu ma wartość 70 dB, a tłumienie modulacji amplitudy −60 dB.

4.8 Scalone dekodery sygnału stereofonicznego

Zastąpienie elementów czynnych oraz licznych rezystorów w układzie dekodera stereofonicznego umożliwia zmniejszenie jego wymiarów, zmniejszenie kosztu, uproszczenie zestrajania i zwiększenie niezawodności. Wskutek tego, że wszystkie tranzystory i diody są umieszczone na wspólnym podłożu, uzyskuje się bez trudu wy-



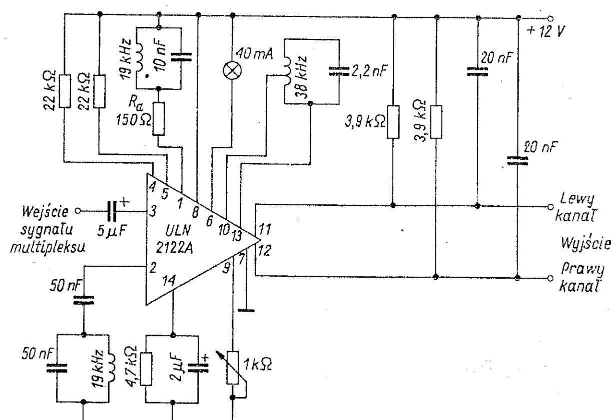
Rys. 4-15. Schemat układu scalonego CA 3089

Rys. 4-16. Schemat typowego scalonego dekodera stereofonicznego np. SN 76105, ULN 2122 A

maganą symetrię układu. Jeszcze większe zalety przedstawia zastosowanie scalonego dekodera z pętlą sprzężenia fazowego, którego konstrukcja eliminuje potrzebę używania zewnętrznych obwodów rezonansowych, dostrojonych do częstotliwości pilotującej i podnośnej.

Na rysunku 4-16 przedstawiono schemat typowego układu scalonego do dekodowania sygnału stereofonicznego. Tego typu układy są produkowane w nieznacznie różniących się wersjach przez wiele firm; układ firmy Texas Instruments, odpowiadający pokazanemu schematowi, nosi oznaczenie SN 76105, a taki sam układ w wykonaniu firmy Sprague nazywa się ULN 2122A, podobny układ japoński ma oznaczenie LA 3301.

Uproszczenie konstrukcji dekodera, uzyskane przez zastosowanie specjalnego układu scalonego, ilustruje schemat z rys. 4-17. Regulacja układu ogranicza się do dostrojenia trzech obwodów rezonansowych oraz ustawienia potencjometru kompensacji w położeniu odpowiadającemu minimalnemu przesłuchowi między kanałami. Układ diod *D1* do *D6* dostarcza napięć polaryzujących poszczególne tranzystory dekodera. Impedancja tego źródła napięcia jest obniżana



Rys. 4-17. Schemat dekodera stereofonicznego z zastosowaniem układu scalonego typu ULN 2122 A

przez wtórniki emiterowe *T1* do *T3*. Tranzystor *T4*, również w układzie wtórnika emiterowego, zwiększa impedancję wejściową dla sygnału i steruje bazy tranzystorów *T8* i *T11*. Sygnał doprowadzony do bazy tranzystora *T8* może być zwierany przez układ wyciszania z tranzystorami *T23* do *T27*, tworzącymi przerzutnik Schmitta. Zmiany napięcia na bazie tranzystora *T8*, towarzyszące nasycaniu względnie odcinaniu tranzystora *T23*, wywoływałyby trzaski w głośnikach wskutek zmiany punktu pracy i przeładowywania kondensatorów sprzęgających. Po to by tego uniknąć, równocześnie z tranzystorem *T23* jest wysterowywany tranzystor *T27*, powodujący analogiczną zmianę napięcia emitera tranzystora *T8*. W ten sposób składowa stała napięcia emitera *T8* nie ulega zmianie przy przełączaniu, i jest zwierana jedynie składowa zmienna.

Tranzystor *T11* wzmacnia sygnał częstotliwości pilotującej, do której są dostrojone obwody rezonansowe, połączone z jego bazą i kolektorem. Układ przełączania „mono-stereo" działa podobnie jak układ wyciszania. Układ zawiera tranzystory *T28* do *T32*. Przy braku częstotliwości pilotującej spadek napięcia na rezystorze, połączonym z końcówką *1*, jest zbyt mały, aby mógł przewodzić tranzystor *T12*. Dopiero odpowiednio duży poziom napięcia o częstotliwości pilotującej powoduje przepływ prądu przez tranzystory *T12* i *T14* podczas ujemnych półokresów. Te impulsy prądowe przez tranzystor *T16* powodują ładowanie kondensatora dołączonego do końcówki *14*. Napięcie na tym kondensatorze steruje układ progowy, złożony z przerzutnika *T33* do *T35* oraz wzmacniacza *T36*, *T37*, który włącza wskaźnik obecności częstotliwości pilotującej w postaci żarówki lub diody luminescencyjnej. Dopuszczalny prąd wyjściowy dla sterowania wskaźnika wynosi 40 mA.

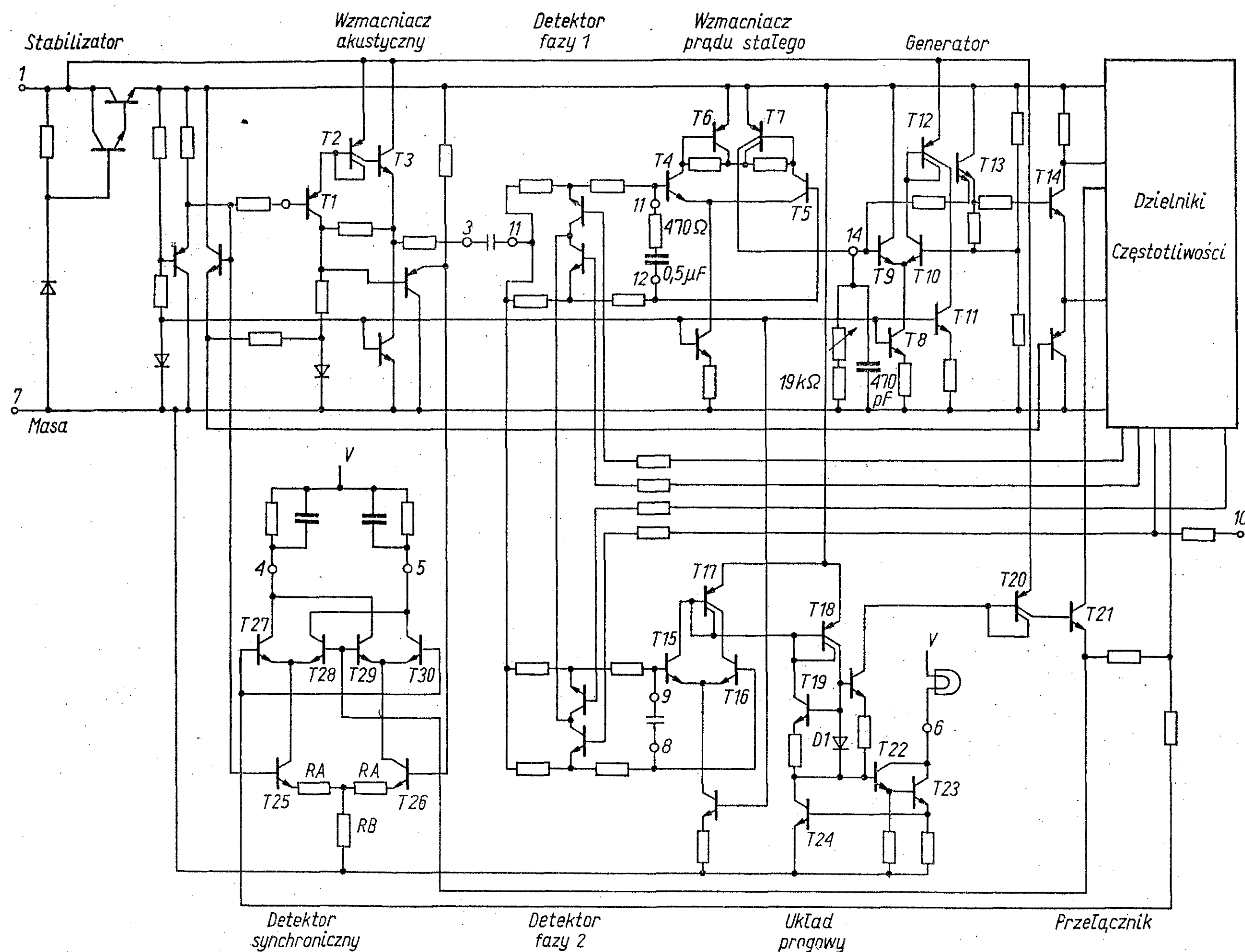
Właściwy rozdział sygnału złożonego na prawy i lewy kanał odbywa się za pośrednictwem detektora synchronicznego z tranzystorami *T20* do *T22*. Sygnał złożony zostaje doprowadzony do *T22*, stanowiącego generator prądu o wartości odpowiadającej wartości chwilowej sygnału złożonego. Baza tranzystora *T20* jest połączona ze stałym napięciem, natomiast baza tranzystora *T21* otrzymuje sygnał o częstotliwości podnośnej. Dzięki symetrycznej budowie demodulatora, w chwili, odpowiadającej jednej połowie okresu przebiegu o częstotliwości 38 kHz, na kolektorze tranzystora *T20* występuje napięcie odpowiadające wartości chwilowej sygnału kanału lewego, a w drugiej połowie okresu częstotliwości podnośnej — sygnał prawego kanału występuje na kolektorze tranzystora *T21*. Opisany układ zapewniałby dobrą separację kanałów, gdyby sygnał sterujący podnośnej miał przebieg prostokątny; ponieważ jego kształt jest sinusoidalny, występuje przesłuch między kanałami, wymagający dodatkowych środków dla jego skompensowania. Do tego celu został zastosowany drugi prostownik synchroniczny, złożony z tranzystorów *T17* do *T19*. Ten drugi prostownik dostarcza do wyjść dekodera sygnał o przeciwnych fazach w stosunku do pierwszego prostownika. Układ gwiazdy, złożony z rezystorów emiterowych tranzystorów *T19* i *T22* oraz rezystora zmiennego, dołączonego z zewnątrz, umożliwia dobranie potrzebnej wartości napięcia kompensującego. Rezystory i kondensatory, dołączone do wyjść dekodera, tworzą układ deemfazy.

W prostszej wersji dekodera, np. typu SN 76104, zamiast zmiennego rezystora zastosowano wewnętrzny rezystor stały, o wartości zapewniającej nadmierną kompensację przesłuchu przy poprawnym zestrojeniu obwodów rezonansowych. Właściwą wartość przesłuchu ustawia się przez rozstrojenie obwodów.

Prąd, pobierany przez opisywane dekodery przy napięciu 12 V wynosi 12 mA. Optymalny poziom napięcia o częstotliwości pilotującej jest zawarty w granicach od 25 do 50 mV. Tłumienie przesłuchu ma wartość większą od 38 dB, różnica poziomu między kanałami nie przekracza 0,2 dB, a zniekształcenia nieliniowe są mniejsze od 1%.

Układy z pętlą sprzężenia fazowego były stosowane w urządzeniach elektroniki użytkowej od dawna. Typowym przykładem może być układ synchronizacji odchylania poziomego odbiornika telewizyjnego. Ekonomiczne zastosowanie tej zasady do budowy dekodera stereofonicznego stało się jednak możliwe dopiero w ostatnim czasie, dzięki technologii monolitycznych układów scalonych. Na rysunku 4-18 przedstawiono schemat ideowy tego typu dekodera scalonego, produkowanego przez firmę Motorola z oznaczeniem MC 1310. Podobne układy scalone produkują inne firmy, np. Fairchild (μA 758) lub RCA (CA 3090 Q). Przy bardzo dobrych właściwościach, dekodery z tymi układami scalonymi umożliwiają bardzo znaczne uproszczenie czynności zestrajania przy produkcji i naprawach, a liczba elementów jest niemal dziesięciokrotnie mniejsza niż w przypadku dekodera zbudowanego z elementów dyskretnych.

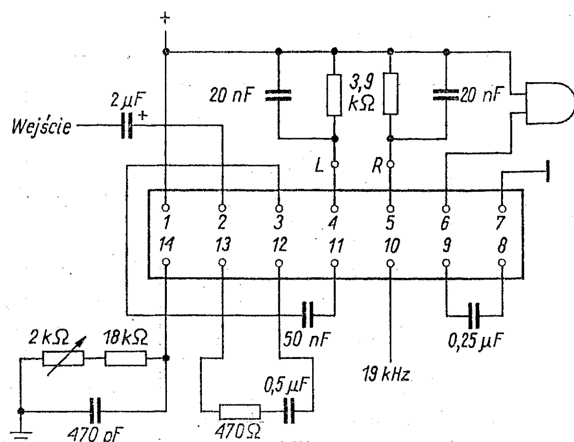
Podstawowy generator pracuje przy częstotliwości 76 kHz, określonej wartościami *RC* i sygnałem prądowym pętli sprzężenia fazowego. Przez podział tej częstotliwości przez 2 uzyskuje się częstotliwość podnośną do sterowania demodulatora synchronicznego, a przez dalszy podział przez 2 — częstotliwość 19 kHz do porów-



Rys. 4-18. Schemat scalonego dekodera stereofonicznego bez obwodów rezonansowych pracującego na zasadzie pętli sprzężenia fazowego

nywania z częstotliwością pilotującą. Zaletą takiego rozwiązania jest łatwość uzyskania przebiegu o częstotliwości 38 kHz z współczynnikiem wypełnienia równym 0,5, koniecznym dla zapewnienia dobrej separacji kanałów i dużego tłumienia ewentualnej modulacji SCA, zajmującej pasmo 60 do 74 kHz. Tę drugą cechę wywołuje brak parzystych harmonicznych w symetrycznym przebiegu prostokątnym.

Dla uniknięcia dekodowania sygnału o zbyt małym poziomie, albo włączania dekodera przy odbiorze sygnału monofonicznego, co prowadziłoby do wzrostu szumów, proces demodulacji jest blokowany przy poziomie napięcia częstotliwości pilotującej mniejszym od progowego. W tym celu przełącznik blokujący dekoder i sygnalizacja obecności częstotliwości pilotującej są sterowane sygnałem otrzymanym przez mnożenie sygnału wejściowego zawierającego częstotliwość pilotującą przez przebieg o częstotliwości 19 kHz, otrzymany z osobnego dzielnika o fazie zgodnej z fazą częstotliwości pilotującej. Nie można do tego celu wykorzystać sygnału 19 kHz, doprowadzonego do detektora fazy, gdyż jest on przesunięty o 1/4 okresu względem częstotliwości pilotującej. Tranzystory *T1* do *T3* wzmacniają sygnał złożony, doprowadzony do końcówki *2*, po czym przez rezystor 500 Ω i zewnętrzny kondensator, włączony między końcówkami *3* i *11* (rys. 4-19), sygnał ten zostaje doprowadzony do obu detektorów fazy. Pierwszy z nich ma fazę sygnału wejściowego i sygnału odniesienia przesunięte o 1/4 okresu i pracuje w pętli sprzężenia fazowego, dając przy tym przesunięciu zerowy sygnał wyjściowy. Drugi detektor fazy ma oba sygnały o zgodnej fazie, a jego sygnał wyjściowy jest proporcjonalny do poziomu sygnału o częstotliwości pilotującej: służy on do sterowania wskaźnika transmisji stereofonicznych i wyłącznika dekodera. Napięcie wyjściowe pierwszego detektora fazy, po filtracji za pomocą elementów zewnętrznych dołączonych do

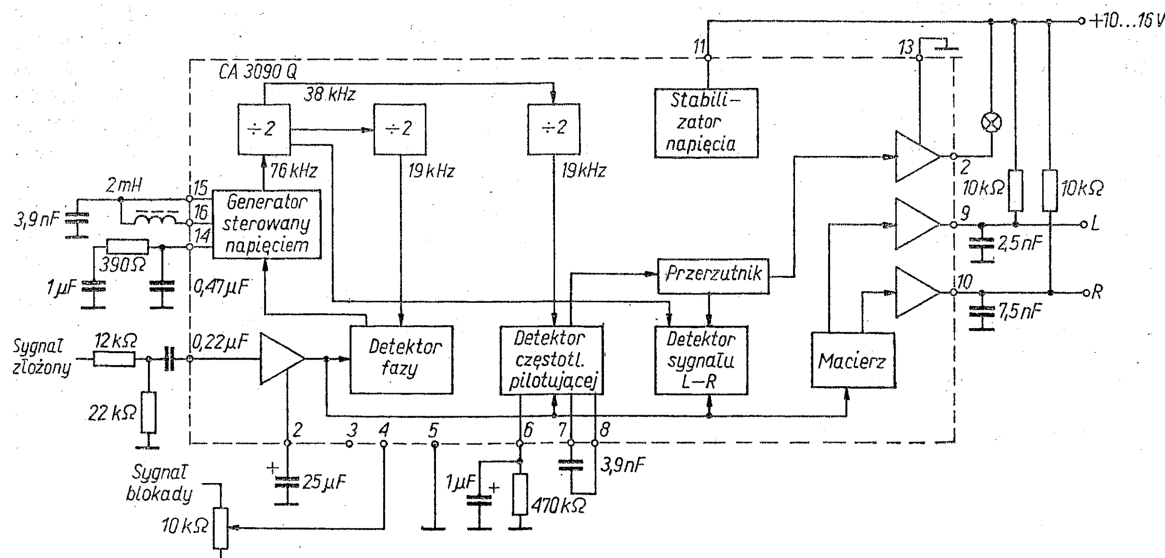


Rys. 4-19. Elementy zewnętrzne dekodera z układem scalonym MC 1310

końcówek *12* i *13* zostaje doprowadzone do wzmacniacza różnicowego z tranzystorami *T4* do *T7*. Przy napięciu na wejściu tego wzmacniacza równym 5 mV sygnał sterujący generator ma wartość 2 μA i przy typowych wartościach elementów zewnętrznych wywołuje zmianę częstotliwości generatora o 1,2%. Przy progowym poziomie sygnału stereofonicznego błąd częstotliwości nie przekracza 1%, co odpowiada separacji kanałów lepszej od 40 dB. Generator *RC* z tranzystorami *T8* do *T13* ma progowe poziomy napięć układu relaksacyjnego określone jedynie przez stosunek rezystancji scalonych rezystorów. Zapewnia to dużą niezależność częstotliwości od temperatury i napięcia zasilania. Elementy zewnętrzne, włączone pomiędzy masę, a końcówkę *14*, wyznaczają stałą czasową rozładowania. Stała czasowa ładowania określona przez układ scalony, jest około dziesięciokrotnie mniejsza, co dodatkowo przyczynia się do poprawienia stałości częstotliwości. Potencjometr umożliwia ustawienie punktu pracy w środku zakresu synchronizacji, który wynosi ±3%.

Tranzystor *T14* formuje impulsy z generatora przed ich doprowadzeniem do stopni dzielących. Jeden sygnał wyjściowy pierwszego przerzutnika dzielącego częstotliwość steruje drugi przerzutnik w pętli sprzężenia fazowego; drugi sygnał wyjściowy pierwszego przerzutnika steruje następny przerzutnik, używany do otrzymywania sygnału uruchomiającego przełącznik. W ten sposób uzyskuje się dwa przebiegi o częstotliwości 19 kHz, przesunięte w fazie o 1/4 okresu. Jeden z tych przebiegów jest doprowadzony do wyjścia 10 dla dołączenia miernika częstotliwości przy wstępnym dostrajaniu.

Poziomy napięć sterujących wyłącznik stereofonii wynoszą 36 mV dla włączenia i 18 mV dla wyłączenia. Układ progowy o tak małym napięciu wejściowym tworzy wzmacniacz różnicowy z tranzystorami *T15* do *T17* oraz układ przerzutnika o prądzie stabilizowanym przez *T19* diodę *D1*. Napięcie przesunięcia stopnia różnicowego wynoszące 36 mV pochodzi stąd, że tranzystor *T15* ma powierzchnię emitera większą niż tranzystor *T16*. Dopóki napięcie wejściowe jest mniejsze od 36 mV tranzystor *T17* pozostaje nasycony i odcina tranzystory przerzutnika. Po przekroczeniu tej wartości tranzystor *T17* przestaje odbierać prąd źródła prądowego *T19* i tranzystor *T18* zostaje nasycony. Przy napięciu malejącym zmiana stanu przerzutnika

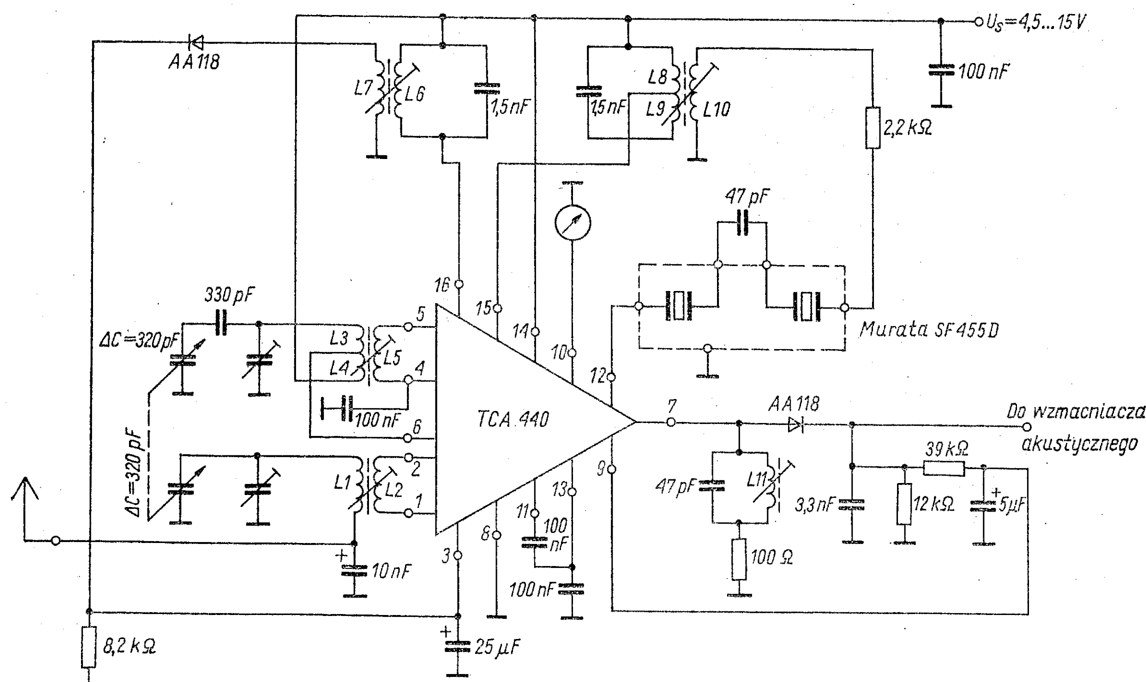


Rys. 4-20. Schemat dekodera stereofonicznego z układem scalonym typu CA 3090 Q

następuje przy niższym niż poprzednio poziomie napięcia, ze względu na asymetryczną budowę tranzystorów w stopniu różnicowym. Włączenie przełącznika stereofonii powoduje wysterowanie tranzystorów *T22* i *T23* i zaświecenie się żarówki wskaźnikowej. Prąd włączania żarówki ogranicza tranzystor *T24*. Znamionowy prąd żarówki może wynosić 100 mA.
Detektor synchroniczny z tranzystorami *T25* do *T30* ma układ analogiczny do opisanego poprzednio, jednak w odróżnieniu od dekodera z obwodami rezonansowymi, jest on sterowany przebiegiem prostokątnym.
Na rysunku 4-19 pokazano połączenia zewnętrzne dekodera z układem scalonym MC 1310. Wyjścia kanałów lewego i prawego zostały oznaczone odpowiednio *L* i *R*. Rezystory i kondensatory połączone z nimi zapewniają deemfazę o znamionowej wartości stałej czasowej, wynoszącej 75 µs. Wyjście, oznaczone „19 kHz” służy do kontroli częstotliwości generatora przy wstępnej regulacji.
Podobną prostotą odznacza się układ dekodera z układem scalonym typu CA 3090 Q (rys. 4-20), chociaż jego budowa wewnętrzna różni się od opisanego rozwiązania. Zasadniczą różnicę stanowi to, że częstotliwość generatora sterowanego napięciem określają wartości pojemności i indukcyjności, a oddzielne wejście (końcówka *4*) umożliwia blokowanie dekodera sygnałem z zespołu pośredniej częstotliwości przy zbyt małym poziomie sygnału radiowego. Wartość progową dla tego układu określa położenie suwaka potencjometru 10 kΩ. W przypadku, kiedy ta funkcja nie jest pożądana, nie montuje się tego potencjometru, a końcówka *3* zostaje połączona z masą.

4.9 Odbiornik przenośny z układem scalonym TCA 440 (Siemens)

Nasycenie rynku odbiornikami kieszonkowymi do odbioru sygnału z modulacją amplitudy zaostrza wymagania dotyczące ich miniaturyzacji i zmniejszenia kosztów wytwarzania. Przejawem tych tendencji jest pojawienie się licznych układów scalonych, skupiających wszystkie elementy czynne odbiornika w dwóch, a nawet w jednej obudowie.
Na rysunku 4-21 przedstawiono przykład zastosowania układu scalonego TCA 440 firmy Siemens w odbiorniku AM. Może to być miniaturowy odbiornik z anteną ferrytową, zasilany z baterii, albo odbiornik sieciowy przystosowany do włączenia anteny zewnętrznej. Układ scalony ma bardzo skuteczną regulację wzmocnienia, działającą na stopień wejściowy i wzmacniacz pośredniej częstotliwości. Automatyka umożliwia na poprawną pracę układu nawet przy sygnale wejściowym 1 V. Mieszacz iloczynowy ma układ przeciwsobny, co zapewnia zmniejszenie czułości na sygnały leżące poza odbieraną czę-



Rys. 4-21. Schemat odbiornika AM (bez wzmacniacza małej częstotliwości) z układem scalonym TCA 440

stotliwością. Oddzielenie generatora od mieszacza ułatwia zabezpieczenie jego stabilności bez względu na poziom sygnału wejściowego. Regulowany wzmacniacz pośredniej częstotliwości dostarcza również sygnału dla wskaźnika dostrojenia. Może to być mikroamperomierz o zakresie 500 μA i rezystancji 800 Ω, albo o zakresie 300 μA i rezystancji 1,5 kΩ.
Napięcie zasilania może być wybrane w zakresie od 4,5 do 15 V; przy napięciu 9 V prąd wynosi 10,5 mA, czułość 7 μV przy częstotliwości 1 MHz i głębokości modulacji 0,3. Stosunek sygnału do szumu ma przy tym wartość 26 dB. Przy napięciu wejściowym 20 μV napięcie małej częstotliwości na wejściu ma wartość 50 mV; przy napięciu wejściowym 0,5 V sygnał akustyczny ma wartość 130 mV.

4.10 Odbiornik Telefunken „Digitale 101"

Odbiornik „Digitale 101" firmy Telefunken reprezentuje kategorię odbiorników domowych, przeznaczonych głównie do odbioru stacji lokalnej, o użyteczności zwiększonej przez wbudowany zegar, działający również jako programowany wyłącznik. Można go wykorzystać zarówno do włączania odbiornika na określoną audycję, jak i do budzenia właściciela programem radiowym albo tonem wytwarzanym przez wzmacniacz małej częstotliwości. Osobliwości układu odbiornika (rys. ■ 4-22 ■) są związane z jego współpracą z zegarem. Zegar o konstrukcji kartkowej jest napędzany silniczkiem synchronicznym, połączonym z siecią bez wyłącznika. Włączanie zasilania odbiornika odbywa się po stronie wtórnej transformatora sieciowego, za pomocą klawisza *2*, albo wyłącznika *S2*, sterowanego przez zegar. Ustawianie czasu włączenia odbiornika odbywa się za pomocą tarczy z podziałką analogową, obracanej oddzielną gałką. Inna gałka, również związana z mechanizmem zegara, umożliwia ustawienie czasu, po którym nastąpi wyłączenie odbiornika. Przygotowanie odbiornika do automatycznego włączenia jest dokonywane za pomocą klawisza „muzyka" albo „alarm". Wciśnięcie jednego z tych klawiszy wywołuje zaświecenie żarówki *1* i przygotowuje drogę dla włączenia zasilania przełącznikiem *S2*. Równocześnie są dokonywane zmiany we wzmacniaczu małej częstotliwości: w przypadku budzenia muzyką (klawisz „muzyka") zostaje rozwarty rezystor *R51*, zapewniający minimalną głośność bez względu na położenie potencjometru *P1*, a w przypadku budzenia tonem (klawisz „alarm") wprowadza się sprzężenie zwrotne z wyjścia wzmacniacza do emitera tranzystora *T6*, powodujące wytwarzanie przebiegu o częstotliwości około 400 Hz. W celu umożliwienia przy tym ustawieniu wykorzystania funkcji automatycznego wyłącznika czasowego zegar steruje dodatkowo przełącznik *S1*, który w położeniu spoczynkowym zwiera gałąź sprzężenia zwrotnego.
Rozwiązanie napędu zegara za pomocą silnika synchronicznego, mimo swej prostoty, jest dopuszczalne tylko w tych krajach, w których częstotliwość sieci jest stabilizowana przez wyrównywanie czasu synchronicznego do czasu astronomicznego. Mogą przy tym występować krótkotrwałe odchyłki, nie są one jednak kumulowane. Sieć w Polsce jest synchronizowana z systemem energetycznym innych krajów, należących do RWPG, który nie stosuje zasady wyrównywania do czasu astronomicznego. Rzeczywista wartość częstotliwości sieciowej jest zwykle mniejsza od znamionowej, a powodowane tym błędy zegarów synchronicznych mogą dochodzić do 10 minut na dobę i kumulują się z dnia na dzień. Oczywistą wadę zegara synchronicznego stanowi wrażliwość na zanik napięcia w sieci.
Ciekawą cechą odbiornika jest zastosowanie w nim tranzystorów japońskich, mimo iż firma Telefunken należy do poważnych producentów tranzystorów. Jedynie tranzystory we wzmacniaczu małej częstotliwości są germanowe. Moc wyjściowa tego wzmacniacza wynosi 1 W.
Rezystory i kondensatory, których wartości nie zostały uwidocznione na schemacie, są umieszczone w modułach, przeznaczonych do ewentualnej wymiany w całości.

4.11 Odbiornik Grundig „Sono-clock 30 b"

Odbiornik „Sono-clock 30 b" firmy Grundig (rys. ■ 4-23 ■) również stanowi połączenie odbiornika przenzaczonego do odbioru stacji lokalnych z zegarem synchronicznym, umożliwiającym programowe włączanie zasilania. Układ został rozwiązany bardzo prosto przez ograniczenie funkcji sterujących zegara do jednego wyłącznika, oraz zastosowanie nowoczesnych elementów w odbiorniku.
Odbiornik ma tylko zakres fal ultrakrótkich. Zespół przemiany zawiera dwa tranzystory, pracujące w układzie z uziemioną bazą. Obwód wejściowy jest dostrojony na stałe na środek pasma, obejmującego zakres 87,5 do 108 MHz, a pozostałe dwa obwody są strojone za pośrednictwem diod pojemnościowych typu BB 104.

Napięcie dla układu strojenia jest stabilizowane scalonym układem stabilizacyjnym TAA 550. Selektywność toru pośredniej częstotliwości zapewniają dwa filtry ceramiczne. Obwód rezonansowy, połączony z układem scalonym *Q1* stanowi część demodulatora. Wzmocnienie sygnału pośredniej częstotliwości i detekcja zostały rozwiązane przy zastosowaniu układu scalonego typu TBA 120 S. Sygnał małej częstotliwości z układu scalonego *Q1* jest doprowadzony do scalonego wzmacniacza mocy (*Q2*) typu TAA 611 B przez pomysłowy układ regulacji siły i barwy głosu. Przy prostocie rozwiązania regulacji barwy uzyskano możliwość ustawienia płaskiego przebiegu charakterystyki przy środkowym położeniu potencjometru. Aby przy przełączaniu klawiszy zespołu „Preomat" nie występowały szumy, potencjometr siły głosu zostaje zwarty podczas wciskania nowego klawisza.

Odbiornik został zaopatrzony we wskaźnik zaniku napięcia sieci w postaci żarówki, sterowanej układem tranzystorów *T3* do *T7*. Żarówka świeci się w przypadku ponownego pojawienia się napięcia, i sygnalizuje, że czas wskazywany przez zegar, różni się od właściwego. Kiedy na transformatorze sieciowym wystąpi napięcie, zostanie naładowany kondensator *C56*, z którego są zasilane tranzystory układu sterowania wskaźnika. Ze względu na opóźnienie wnoszone przez układ *R33, C39* w obwodzie bazy tranzystora *T3*, tranzystor ten przez pewien czas po włączeniu napięcia nie przewodzi, a dodatnie napięcie na jego kolektorze powoduje nasycenie wszystkich pozostałych tranzystorów i świecenie żarówki sygnalizującej błędne wskazania czasu. Po ustawieniu zegara, żarówkę wyłącza się przez naciśnięcie przycisku „time control". Pozostaje wówczas włączony jedynie tranzystor *T3*.

4.12 Odbiornik samochodowy Blaupunkt „Coburg"

Automatyczne wyszukiwanie stacji, szczególnie dogodne w odbiorniku samochodowym, było realizowane dotychczas najczęściej za pomocą silnika sterowanego przez układ przekaźnikowy. Rozwiązanie tego typu pozostawia wiele do życzenia pod względem kosztów, niezawodności i prędkości działania. Pojawienie się diod pojemnościowych dla zakresu średniofalowego umożliwiło konstruowanie układów do automatycznego wyszukiwania stacji, nie zawierających części ruchomych i znacznie mniejszych od dotychczasowych. Przykładem takiej konstrukcji jest odbiornik samochodowy „Coburg" firmy Blaupunkt (rys. ■ 4-24 ■).

Odbiornik jest przystosowany do odbioru na falach średnich, długich i ultrakrótkich. Zastosowanie diod pojemnościowych wymagało podzielenia fal średnich na dwa zakresy. Umożliwia to ominięcie trudności, związanych z małą pojemnością diod i rozrzutem wartości pojemności różnych egzemplarzy. Ustawianie częstotliwości odbieranej odbywa się za pomocą potencjometrów oddzielnych od każdego zakresu i łączonych z gałką napędu ręcznego przy wciśnięciu odpowiedniego klawisza. Umożliwia to zaprogramowanie jednej stacji na każdym zakresie. Zamiast mechanicznego połączenia wskazówki skali z napędem potencjometru strojenia, odbiornik został wyposażony we wskaźnik magnetoelektryczny. Jego ruchoma cewka obraca bęben ze spiralną linią namalowaną na pobocznicy, widoczną w szczelinie skali, podobnie jak w szybkościomierzach samochodowych. Przy strojeniu automatycznym wskaźnik pokazuje właściwą częstotliwość, a potencjometr ręcznego strojenia zachowuje położenie odpowiadające zaprogramowanej stacji.

Jedną z konsekwencji zastosowania diod pojemnościowych na zakresach AM jest konieczność ograniczenia napięcia na obwodach strojonych tymi diodami, po to by nie dopuścić do zniekształceń. Dodatkową trudność stanowi sprzężenie anteny z obwodem strojonym diodą, zapewniające brak oddziaływania pojemności anteny na strojenie. Te problemy zostały rozwiązane w odbiorniku Coburg przez zastosowanie układu kaskodowego z tranzystorami polowymi *T201, T202* i aperiodycznego obwodu antenowego. Wzmacniacz kaskodowy ma wzmocnienie regulowane za pośrednictwem tranzystora *T203*, spełniającego równocześnie rolę detektora napięcia wielkiej częstotliwości, doprowadzonego z wyjścia stopnia regulowanego przez kondensator *C207* oraz rolę wzmacniacza napięcia regulacji.

Jedynie do zasilania wzmacniacza mocy zostało użyte całkowite napięcie akumulatora samochodowego. Pozostałe stopnie są zasilane napięciem 7,5 V, stabilizowanym przez tranzystory *T312, T313* i diodę *D307*. Stabilizator ma kompensację temperaturową przy użyciu termistora. Napięcie sterujące diody pojemnościowe musi być nie tylko stabilizowane, ale powinno jeszcze mieć większą wartość, niż tego wymagają inne części odbiornika. W tym celu została wprowadzona przetwornica napięcia z tranzystorem *T311*, dającym drgania o częstotliwości około 20 kHz. Przetwornica dostarcza napięcia 30 V dla potencjometrów strojeniowych i integratora Millera w zespole automatycznego strojenia. Automa-

tyczne wyszukiwanie stacji odbywa się przy użyciu napięcia piłokształtnego, wytwarzanego przez generator z tranzystorami *T307* do *T310*. Zatrzymywanie zmiany tego napięcia jest sterowane przez detektor stosunkowy przez wzmacniacz różnicowy z tranzystorami *T304, T306*, działający na integrator Millera z tranzystorami *T309, T310* i kondensatorem sprzężenia zwrotnego *C313*. Układ sterujący, złożony z tranzystorów *T301* do *T303*, dostarcza sygnałów dla uruchomiania i zatrzymywania układu automatycznego strojenia oraz wyciszania wzmacniacza akustycznego podczas strojenia. Wyciszanie odbywa się przez blokowanie tranzystora *T209*. Naciśnięcie przycisku może trwać dowolnie długo. Układ wyróżnia naciśnięcie przycisku krótsze od 1 s i reaguje na nie przestrojeniem do najbliższej stacji oraz naciśnięcie przycisku startowego trwające dłużej niż 1 s, które powoduje przestrajanie odbiornika aż do czasu zwolnienia przycisku. Tranzystory *T302* i *T303* tworzą przerzutnik, natomiast tranzystor *T301* pełni funkcję przełącznika, sterowanego krótkimi impulsami ładowania kondensatora *C303* albo długotrwałą zmianą poziomu przez układ rezystorów. Kiedy przycisk jest naciskany dłużej niż sekundę, kondensator *C301* zostaje rozładowany przez rezystor *R301* i tranzystor *T301* i przewodzi aż do zwolnienia przycisku. W przypadku kilkakrotnego naciskania przycisku, dla wywołania kolejnego wybierania sąsiednich stacji, dioda *D301* zapewnia szybkie naładowanie kondensatora *C301* w przerwach, tak by nie dopuścić do niezamierzonego ciągłego przestrajania. W stanie ustalonym tranzystor *T301* jest odcięty, natomiast *T302* i *T303* pozostają nasycone. Spadek napięcia na rezystorze *R308* polaryzuje w kierunku zaporowym diodę *D304*. Ponieważ tranzystor *T303* przewodzi, zmiany napięcia na kolektorze *T304*, wywołane zakłóceniami, nie mają wpływu na stan układu. Utrzymywanie nastawionej częstotliwości odbywa się za pośrednictwem wzmacniacza różnicowego *T304, T306*, wzmacniającego sygnał z detektora stosunkowego i sterującego integrator z tranzystorami *T309, T310*. Potencjometry *R328, R337 i R339* umożliwiają takie dobranie punktu pracy, aby napięcie wyjściowe integratora nie zmieniało się nawet przy dłuższym zaniku sygnału, powodowanym na przykład przejeżdżaniem pod wiaduktem.

Wyszukiwanie następnej stacji, zapoczątkowane przyciskiem startowym, przebiega pod wpływem przejścia tranzystorów *T302* i *T303* w stan odcięcia. Dioda *D304* przewodzi i napięcie integratora rośnie liniowo powodując przestrajanie odbiornika, trwające dopóty, dopóki napięcie z detektora stosunkowego, wzmocnione przez tranzystory *T304* i *T306*, nie spowoduje reakcyjnego nasycenia tranzystorów *T303* i *T302*. Przestaje wówczas przewodzić dioda *D304* i dokładne dostrojenie odbywa się pod wpływem sygnału z detektora stosunkowego. Po to by korygujące działanie napięcia z detektora nie utrudniało odstrojenia od poprzednio odbieranej częstotliwości, wyjścia wzmacniacza różnicowego zostały połączone przez rezystory *R323, R314* i diodę *D305*, co wywołuje zmniejszenie nachylenia dodatniej części charakterystyki detektora. Pojemność diody używanej do strojenia stanowi w przybliżeniu hiperboliczną funkcję napięcia sterującego. Ta niepożądana nieliniowość jest kompensowana przez tranzystor *T305*, pracujący jako rezystor sterowany napięciem.

Wartość końcowa piłokształtnego napięcia sterującego jest wyznaczona za pomocą potencjometru *T354*. Po jej osiągnięciu przewodzi tranzystor *T308* powodując wysterowanie tranzystora *T307*, który łączy wejście integratora z biegunem dodatnim zasilacza. Stan przewodzenia tranzystora *T307* zostaje podtrzymany na czas rozładowania kondensatora całkującego przez sprzężenie z wyjścia integratora przez kondensator *C312*. Przeszukanie całego zakresu trwa około 3 s.

4.13 Odbiornik przenośny Philips „Orkan de Luxe" (50 IC 323)

Odbiornik 50 IC 323 firmy Philips (rys. ■ 4-25 ■) jest przeznaczony do odbioru we wszystkich czterech zakresach radiofonicznych, przy czym zakres krótkofalowy obejmuje częstotliwości od 5,95 do 17,9 MHz. Charakterystyczną cechę jego układu stanowi wprowadzenie układu scalonego typu TBA 750, obejmującego funkcje elementów aktywnych odbiornika AM z wyjątkiem wzmacniacza końcowego oraz dodatkowo wzmacniacza i ogranicznika dla zakresu FM. Stopień mocy został zbudowany z pary tranzystorów przeciwstawnych germanowych.

Odbiornik może być zasilany z czterech ogniw po 1,5 V lub z wbudowanego zasilacza sieciowego, dostarczającego napięcia stabilizowanego przez podstawowy układ z tranzystorem germanowym i diodą Zenera.

Przy odbiorze fal ultrakrótkich dodatkowo czynne są trzy tranzystory, pracujące jako wzmacniacz wielkiej częstotliwości, mieszacz samodrgający, oraz pierwszy stopień wzmacniacza częstotliwości pośredniej. Kondensator strojeniowy ma cztery sekcje, po dwie dla zakresów AM i FM. Dioda pojemnościowa BA 102 służy do automatycznej regulacji częstotliwości generatora na zakresie ultrakrótkofalowym.

Selektywność wzmacniacza pośredniej częstotliwości równej 460 kHz zapewnia głównie filtr ceramiczny włączony jako dwójnik sprzęgający dwa obwody selektywne *LC*. Zastosowanie obwodów *LC* współpracujących z filtrem ceramicznym jest konieczne ze względu na to, że filtr ceramiczny nie zapewnia wystarczającego tłumienia częstotliwości leżących daleko poza jego znamionowym pasmem przepuszczania. W tym przypadku filtry *LC* wykorzystano dodatkowo dla dopasowania impedancji wejściowej i wyjściowej rezonatora ceramicznego. Sygnał pośredniej częstotliwości 460 kHz, względnie 10,7 MHz zostaje doprowadzony do układu scalonego przez uzwojenia wtórne transformatorów połączone szeregowo.
Liczne wejścia i wyjścia układu scalonego i jego duże wzmocnienie sprawiają, że dla zapewnienia stabilności uziemienia poszczególnych zespołów powinny być połączone ze sobą w jednym punkcie leżącym w pobliżu jednej z uziemionych końcówek układu scalonego.
Czułość odbiornika, określona jako sygnał potrzebny dla uzyskania stosunku sygnału do szumu, wynoszącego 26 dB wynosi 2,5 mV/m dla fal długich, 500 do 700 μV/m dla fal średnich, przy antenie ferrytowej. Odpowiednie napięcie sygnału na gniazdku anteny zewnętrznej ma wartość 170 do 400 μV dla fal krótkich i 3 do 3,8 μV dla zakresu fal ultrakrótkich. Największy dopuszczalny sygnał na zakresie średniofalowym ma wartość 4,6 V/m.

4.14 Odbiornik „Okean"

Radziecki odbiornik „Okean" (rys. ■ 4-26 ■) jest urządzeniem przenośnym z zasilaniem bateryjnym i zalicza się do odbiorników drugiej klasy według norm radzieckich.
Odbiornik umożliwia odbiór na falach ultrakrótkich, długich, średnich i krótkich; zakres fal krótkich został podzielony na pięć podzakresów, odpowiadających pasmom radiofonicznym 25 m, 31 m, 41 m, 49 m, oraz pasmu 50 do 75 m. Przełączanie zakresów AM odbywa się za pomocą przełącznika bębnowego. Dla każdego zakresu została przewidziana oddzielna płytka, zawierająca cewki i kondensatory obwodu wejściowego, obwodu kolektora wzmacniacza wielkiej częstotliwości oraz obwodu generatora. Zakresy fal długich i średnich mają wspólną antenę ferrytową; do odbioru na tych zakresach można używać jednak również wbudowanej anteny teleskopowej lub anteny zewnętrznej.
Czułość odbiornika, określona dla mocy wyjściowej 50 mW i stosunku sygnału do szumu 20 dB wynosi dla fal długich i średnich 30 do 100 μV. Przy użyciu anteny ferrytowej wymagane natężenie pola wynosi 250 do 400 μV/m na falach średnich i 400 do 600 μV/m na falach długich. Na zakresach krótkofalowych czułość wynosi 40 do 100 μV, a na zakresie FM — 4 do 10 μV (przy stosunku sygnału do szumu równym 26 dB). Znamionowa moc wyjściowa wynosi 0,5 W, ciśnienie akustyczne 0,9 N/m^2. Masa odbiornika jest równa 3,5 kg. Do zasilania służą ogniwa dostarczające napięcia 9 V.
Głowica zakresu ultrakrótkofalowego zawiera dwa tranzystory, spełniające funkcję wzmacniacza wielkiej częstotliwości i mieszacza oscylującego. Głowica ma tylko dwa obwody przestrajane kondensatorem zmiennym. Antena jest sprzężona aperiodycznie ze wzmacniaczem z uziemioną bazą. Odbiornik nie został wyposażony w układ automatycznej regulacji częstotliwości. Układ głowicy stanowi wyraźną dysproporcję w stosunku do rozbudowy reszty układu odbiornika. Antena prętowa dla fal krótkich jest sprzężona z obwodem wejściowym przez połączenie z odczepem cewki tego obwodu. Tranzystor wzmacniacza wielkiej częstotliwości zakresów AM przy odbiorze fal ultrakrótkich jest wykorzystywany jako wzmacniacz pośredniej częstotliwości 10,7 MHz. Mieszacz dla zakresów AM zawiera cztery diody w zrównoważonym układzie pierścieniowym. Zapewnia to niezależność strojenia obwodu wejściowego i generatora, zmniejsza przenikanie sygnału heterodyny do wejścia i poprawia odporność na zniekształcenia intermodulacyjne. Generator zakresów AM ma układ Hartleya z uziemioną bazą. Napięcie zasilania generatora, głowicy FM, oraz dzielników polaryzujących bazy tranzystorów we wzmacniaczu pośredniej częstotliwości jest stabilizowane na poziomie 4 V przez układ z diodą Zenera i dwoma tranzystorami. To rozwiązanie ma wielkie zalety, uniezależniając krytyczne obwody odbiornika od napięcia i rezystancji wewnętrznej baterii. Unika się przez to rozstrajania odbiornika pod wpływem zmian obciążenia prądem wzmacniacza mocy, pracującego w klasie B i zniekształceń wynikających ze zmiany punktu pracy tranzystorów. Bateria może być używana znacznie dłużej, niż w przypadku braku stabilizacji. Przy odbiorze emisji AM, emiter tranzystora *T3* zostaje połączony z masą przez kondensator i dławik, oddzielny dla każdego zakresu. W ten sposób uzyskuje się zwiększenie tłumienia częstotliwości zwierciadlanych poprawę stabilności wzmacniacza. Na zakresie FM emiter tego tranzystora jest uziemiony przez kondensator. Selektywność toru pośredniej częstotliwości AM zapewnia przede wszystkim filtr o skupionej selektywności zawierający cztery

obwody ze sprzężeniem pojemnościowym. Na zakresach AM jest czynnych dziesięć obwodów strojonych, co stanowi liczbę nieczęsto spotykaną w odbiornikach radiofonicznych. Zakres automatycznej regulacji wzmocnienia zwiększa dioda tłumiąca, sterowana za pośrednictwem prądu kolektora tranzystora *T6*. Ten tranzystor jest wykorzystany również jako wzmacniacz prądu stałego układu automatyki. Wskaźnik strojenia jest umieszczony między emiterami tranzystorów *T6* i *T7*; ten ostatni nie jest objęty regulacją. Wzmacniacz małej częstotliwości jest wyposażony w potencjometry do oddzielnej regulacji wysokich i niskich tonów i kilka pętli sprzężenia zwrotnego.
Głowica przemiany FM, zespół pośredniej częstotliwości, oraz wzmacniacz akustyczny są zmontowane na oddzielnych płytkach.

4.15 Odbiornik z magnetofonem kasetowym Nivico 9405RS

Małe wymiary mechanizmu napędowego magnetofonu kasetowego i możliwość wykorzystania wzmacniacza małej częstotliwości odbiornika jako wzmacniacza odtwarzania, umożliwiają łączenie magnetofonu z odbiornikiem przenośnym, przy czym wymiary zespołu powiększają się bardzo nieznacznie. Przykładem konstrukcji łączącej małe wymiary z bardzo dużą prostotą i niską ceną może być odbiornik typu 9405RS japońskiej firmy Nivico (rys. ■ 4-27 ■).
Przy pracy urządzenia jako magnetofonu jest wykorzystywany wzmacniacz małej częstotliwości zawierający dwa tranzystory krzemowe *T102* i *T103* oraz dwa tranzystory germanowe *T104*, *T105*. Dodatkowo jest czynny tranzystor *T101*, pracujący jako wzmacniacz korekcyjny, tranzystor *T107*, pełniący funkcję wzmacniacza liniowego oraz tranzystor *T106* w układzie generatora prądu podkładu i kasowania. Oprócz wymienionych tranzystorów, układ magnetofonu zawiera jeszcze tranzystor polowy użyty jako przedwzmacniacz dla wbudowanego, mikrofonu elektretowego. Mikrofon został umieszczony na stałe w obudowie zespołu. Stanowi to zaletę eksploatacyjną dla urządzenia popularnego, ale jest możliwe tylko pod warunkiem starannego oddzielenia mikrofonu od hałasów silnika i mechanizmu, oraz od szumów elektrycznych. Napięcie zasilające pochodzi z czterech ogniw 1,5 V albo z wbudowanego zasilacza sieciowego. Jego napięcie nie jest stabilizowane. Prędkość obrotów silnika stabilizuje jedynie mechaniczny wyłącznik odśrodkowy.
Układ części odbiorczej niewiele odbiega od konwencjonalnego. W głowicy zakresu ultrakrótkofalowego dioda *D1* stabilizuje amplitudę heterodyny. Do automatycznej regulacji częstotliwości służy dioda *D7* pracująca jako zmienna reaktancja włączona szeregowo z kondensatorem *C26*. Na zakresie fal ultrakrótkich jest czynna automatyczna regulacja wzmocnienia obejmująca wzmacniacz wielkiej częstotliwości z tranzystorem *T1*. Napięcie dla tego układu pochodzi z kolektora tranzystora *T4*, stanowiącego drugi stopień wzmacniacza pośredniej częstotliwości i jest prostowane przez diodę *D2*. Dioda *D9* ogranicza amplitudę napięcia na ostatnim obwodzie pośredniej częstotliwości 10,7 MHz. Odbiornik ma trzy zakresy (bez fal krótkich). Czwarte położenie przełącznika zakresów służy do odtwarzania z magnetofonu. Zapisywać można program z odbiornika, albo z mikrofonu. Dioda Zenera *D8* stabilizuje napięcie zasilające zespoły odbiornika z wyjątkiem wzmacniacza małej częstotliwości.

4.16 Odbiornik „Satellit 2000" (Grundig)

„Satellit 2000" firmy Grundig (rys. ■ 4-28 ■) jest odbiornikiem przenośnym o dobrych własnościach akustycznych, szułości i stabilności i o bardzo szerokim zakresie odbieranych częstotliwości. Częstotliwość od 1,6 do 30 MHz została podzielona na 10 podzakresów. Ponadto odbiornik ma zakres fal długich obejmujący częstotliwości od 145 do 420 kHz, fal średnich od 510 do 1620 kHz oraz zakres fal ultrakrótkich od 87,5 do 108 MHz. Osobny przełącznik umożliwia rozciągnięcie pasm radiofonicznych leżących w podzakresach K3 do K10 na całą długość skali (146 mm). Na tych podzakresach odbiornik ma układ z podwójną przemianą; pierwsza częstotliwość pośrednia wynosi 2 MHz, druga 460 kHz (w wykonaniu dla krajów Beneluxu — 452 kHz). Mimo iż odbiornik nie jest w zasadzie przeznaczony do zastosowań komunikacyjnych, jako dodatkowe wyposażenie jest produkowana przystawka, umożliwiająca odbiór telegrafii niemodulowanej i emisji jednowstęgowych.
Z wyjątkiem trzech tranzystorów w stopniu mocy, wszystkie pozostałe tranzystory są krzemowe. W układzie odbiornika można wyróżnić moduły: wzmacniacza małej częstotliwości, zespołu FM z osobnym torem pośredniej częstotliwości, zespołu pośredniej częstotliwości AM, głowicy zakresu fal długich, średnich i dwóch najniższych zakresów krótkofalowych, oraz głowicy krótkofalowej dla zakresów K3 do K10. Ten ostatni moduł jest wyposażony w przełącznik bębnowy i dwa mieszacze. Moduł przemiany dla

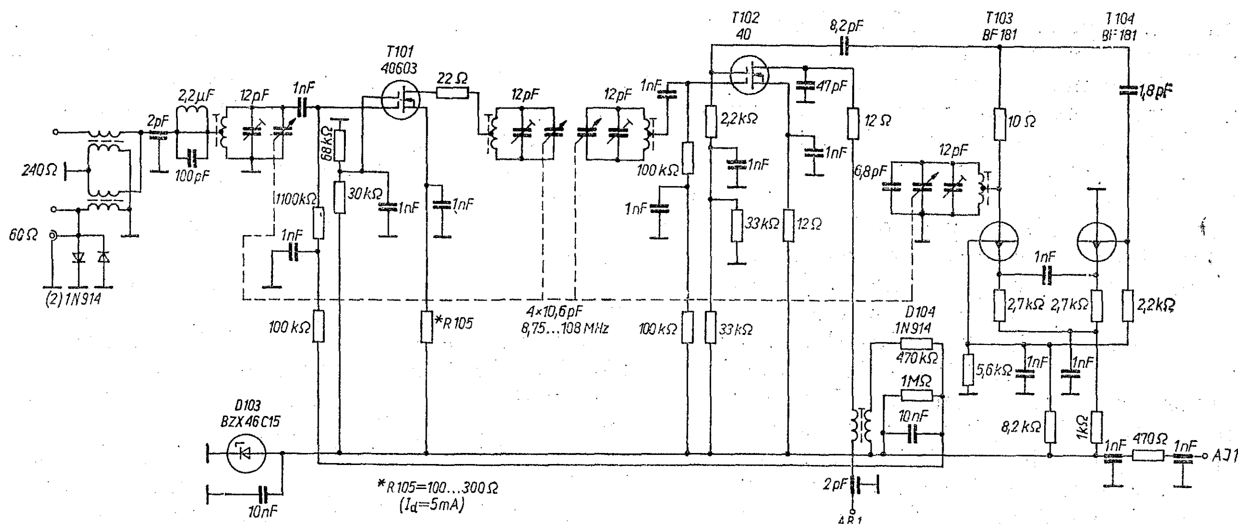
czterech najniższych zakresów AM zawiera strojony wzmacniacz wielkiej częstotliwości z tranzystorem *T10*, generator z tranzystorem *T11* w układzie z uziemioną bazą oraz mieszacz z tranzystorem *T12*. Strojenie tego zespołu odbywa się za pomocą kondensatora zmiennego o dwóch sekcjach i wariometrów napędzanych wspólnie z kondensatorami. Obwód pośredni obu zakresów krótkofalowych jest strojony wspólnym wariometrem. Na falach długich i średnich indukcyjność obwodu wejściowego tworzy albo cewka anteny ferrytowej, albo oddzielna cewka umieszczona w ekranie. Wzmacniacz wielkiej częstotliwości ma wzmocnienie regulowane napięciem automatyki z emitera tranzystora *T18*, spełniającego podwójną funkcję wzmacniacza pośredniej częstotliwości i wzmacniacza napięcia regulacji. Napięcie bazy generatora jest stabilizowane na poziomie 1,25 V za pomocą układu stabilizacji utworzonego z dwóch szeregowo połączonych diod krzemowych, spolaryzowanych w kierunku przewodzenia. To rozwiązanie stanowi prosty sposób uniezależnienia częstotliwości generatora od wartości napięcia zasilania, wystarczająco skuteczny przy niezbyt wielkich częstotliwościach. Inaczej jest rozwiązana stabilizacja punktu pracy pierwszego generatora w zespole przemiany dla zakresów K3 do K10. Tranzystor *T7* generatora ma prąd emitera stabilizowany za pomocą tranzystora *T6*. Głowica zakresów K3 do K10 zawiera wzmacniacz wielkiej szęstotliwości z tranzystorem *T4*, pierwszy mieszacz (*T5*) dostarczający pierwszej częstotliwości pośredniej, która wynosi 2 MHz oraz drugi mieszacz z tranzystorem *T8* i drugi generator nastrojony na stałą częstotliwość. Wzmacniacz wielkiej częstotliwości jest objęty automatyczną regulacją wzmocnienia. Napięcie sterujące stanowi sumę napięcia automatyki z emitera tranzystora *T18* i napięcia wyjściowego pierwszego mieszacza wyprostowanego przez diody *D4* i *D5*. Połączenie tych napięć poprawia skuteczność automatycznej regulacji wzmocnienia i zwiększa odporność odbiornika na duże sygnały wejściowe. Do strojenia służy oddzielny agregat kondensatorów zmiennych o trzech sekcjach po 86,4 pF i trzech po 16,1 pF. Sekcje o większej pojemności wykorzystuje się do pokrycia całego zakresu, np. częstotliwości 12,9 do 16,3 MHz w przypadku zakresu K7. Po przestawieniu przełącznika suwakowego o zestykach oznaczonych liczbami rzymskimi w drugie położenie, za pomocą kondensatorów o mniejszej pojemności napędzanych tę samą gałką, przestraja się odbiornik w węższych granicach, obejmujących tylko pasmo radiofoniczne, np. 15,0 do 15,7 MHz w położeniu K7 przełącznika bębnowego. Między czynnym zespołem przemiany AM i zespołem pośredniej częstotliwości znajduje się przełącznik selektywności. Włączenie filtru ceramicznego umożliwia zmniejszenie szerokości, pasma z 5,3 kHz do 2,4 kHz. Równocześnie zostaje przełączony filtr interferencyjny umieszczony za detektorem. Dioda detekcyjna *D10* jest włączona za drugim stopniem wzmacniacza pośredniej częstotliwości AM z tranzystorem *T18*. Następny stopień tego wzmacniacza (*T19*) służy jedynie do sterowania wskaźnika dostrojenia. Napięcie z wyjścia wzmacniacza jest prostowane przez diodę *D11*. Dzielnik złożony z rezystorów i diody *D12* ma charakterystykę nieliniową i nadaje wskazaniom wskaźnika dostrojenia charakter w przybliżeniu logarytmiczny.

W zespole FM strojenie odbywa się za pomocą kondensatora zmiennego z trzema sekcjami, z diodą pojemnościową w układzie generatora dla automatycznej regulacji częstotliwości. Napięcie sterujące dla tej diody pochodzi z detektora stosunkowego i jest ograniczone przez układ diod krzemowych. Napięcie zasilające generator jest stabilizowane za pomocą układu stabilizacji zawierającego trzy złącza krzemowe połączone szeregowo. Dla zwiększenia stabilności, doprowadzenia bazy tranzystora *T5* i kolektora tranzystora *T1* przechodzą przez koraliki ferrytowe. Wskaźnik dostrojenia na zakresie FM jest sterowany napięciem z dzielnika rezystancyjnego detektora stosunkowego, tak by umożliwić zastosowanie tego samego wskaźnika jak dla zakresów AM. Wzmacniacz małej częstotliwości dostarcza przy zasilaniu bateryjnym mocy wyjściowej 2,5 W; przy zastosowaniu zasilacza sieciowego moc wzrasta do 4 W. Odbiornik ma wbudowane dwa głośniki. Przy odbiorze emisji z modulacją amplitudy głośnik wysokotonowy zostaje odłączony automatycznie. Osobny przełącznik umożliwia ręczne wyłączenie tego głośnika w przypadku nadmiernych szumów przy odbiorze słabych nadajników FM lub odtwarzaniu nagrań z dużym poziomem szumów.

4.17 Tuner „Revox" A 76

Tuner Revox A 76 szwajcarskiej firmy Willi Studer stanowi wysokiej klasy odbiornik zakresu ultrakrótkofalowego, przeznaczony do współpracy z oddzielnym wzmacniaczem małej częstotliwości (rys. 4-29).

Zakres częstotliwości odbiornika wynosi 87,5 do 108 MHz. Czułość na wejściu 60 Ω przy dewiacji 15 KHz i stosunku sygnału do szumu 30 dB nie jest gorsza od 1 μV. Selektywność określa tłumienie sygnału odległego o 300 kHz przy de-



Rys. 4-29. Układ zespołu przemiany w tunerze Revox A 76

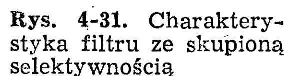
wiacji 40 kHz, wynoszące 80 dB. Tłumienie sygnałów zwierciadlanych jest większe od 70 dB, a tłumienie sygnału o częstotliwości pośredniej przekracza 90 dB. Nierównomierność charakterystyki przenoszenia dla częstotliwości modulujących od 30 Hz do 15 kHz jest nie większa od 1 dB. Odbiornik ma dwa wejścia antenowe przystosowane do impedancji 60 i 240 Ω za pośrednictwem transformatora symetryzującego. W szereg z wejściem został włączony równoległy obwód rezonansowy tłumiący częstotliwość pośrednią. Do strojenia zastosowano kondensator zmienny z czterema sekcjami. Zarówno w układzie wzmacniacza wielkiej częstotliwości jak i mieszacza pracują tranzystory polowe dwubramkowe. Przy napięciu sygnału wejściowego większym od 10 mV działa automatyczna regulacja wzmocnienia wzmacniacza wielkiej częstotliwości. Napięcie regulacyjne, uzyskane za pomocą diody *D104* zostaje doprowadzone do drugiej bramki tranzystora *T101*. W układzie generatora pracują dwa tranzystory bipolarne, *T103* i *T104*. Zamiast konwencjonalnego kondensatora sprzężenia zwrotnego łączącego kolektor z emiterem został wprowadzony kondensator *C123* i wtórnik emiterowy z tranzystorem *T104*, zmniejszający oddziaływanie obwodu emitera tranzystora *T103* na obwód rezonansowy. Generator nie został wyposażony w układ automatycznej regulacji częstotliwości. Napięcie zasilania zespołu przemiany stabilizuje osobna dioda Zenera *D103*.

Zespół wzmacniacza pośredniej częstotliwości przedstawiono na rys. 4-30. Tranzystor wejściowy *T201* w układzie z uziemioną bazą tworzy razem z tranzystorem mieszacza *T102* układ kaskodowy. Ułatwia to dopasowanie do ośmioobwodowego filtru o skupionej selektywności. Pozostałe filtry pośredniej częstotliwości służą przede wszystkim do wzajemnego dopasowania sąsiednich stopni wzmacniających z układami scalonymi typu CA 3028 A. Oddzielenie funkcji wzmacniania i selekcji umożliwia optymalne kształtowanie charakterystyki przenoszenia również z punktu widzenia zniekształceń. Na rysunku 4-31 podano charakterystykę tłumienia filtru o skupionej selektywności, a na rys. 4-32 — przebieg grupowego czasu przejścia w funkcji częstotliwości dla tego filtru. Wzmacniacz pośredniej częstotliwości zbudowany z jednakowych układów tworzących stopnie różnicowe cechuje duża stabilność i dobre właściwości ograniczania amplitudy. Amplituda sygnału na wyjściu nie zmienia się już od poziomu sygnału wejściowego wynoszącego 1 μV.

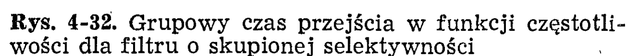
Niezależnie od wskaźnika dostrojenia z zerem w środku skali, odbiornik ma wskaźnik natężenia pola. Napięcie sterujące tego wskaźnika pochodzi z wyprostowania napięcia wyjściowego trzech pierwszych stopni wzmacniających częstotliwość pośrednią. Ponieważ osiągają one kolejno nasycenie, wskaźnik ma charakterystykę w przybliżeniu logarytmiczną w zakresie napięcia wejściowego od kilku mikrowoltów do około 10 mV, kiedy to zaczyna działać regulacja wzmocnienia wzmacniacza wielkiej częstotliwości. Wskaźnik dostrojenia otrzymuje napięcie sterujące z czwartego stopnia pośredniej częstotliwości. Po wzmocnieniu i detekcji w wąskopasmowym detektorze częstotliwości otrzymuje się prąd stały sterujący mikroamperomierz. Ostatni stopień pośredniej częstotliwości może być blokowany dla uzyskania cichego strojenia i tłumienia szumów. Interesujący układ stanowi demodulator modulacji częstotliwości (rys. 4-33) pozbawiony obwodów rezonansowych. Jego dzia-



Rys. 4-30. Zespół wzmacniacza pośredniej częstotliwości



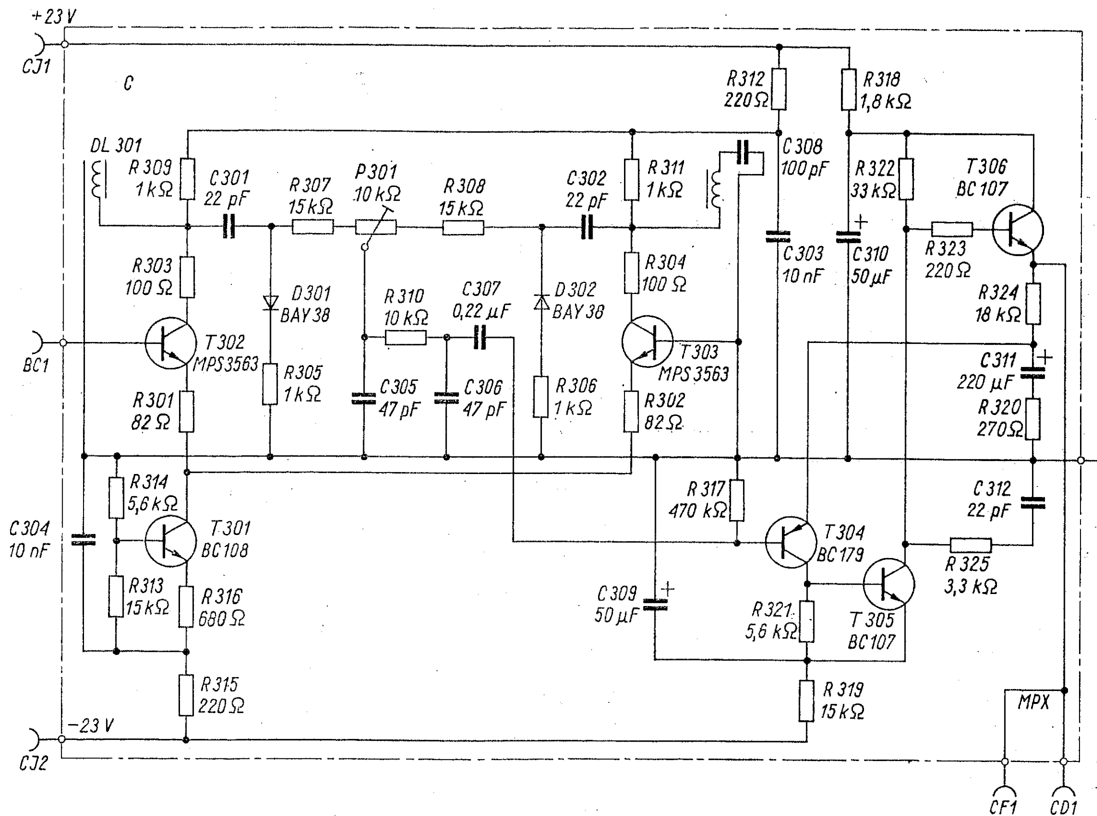
Rys. 4-31. Charakterystyka filtru ze skupioną selektywnością



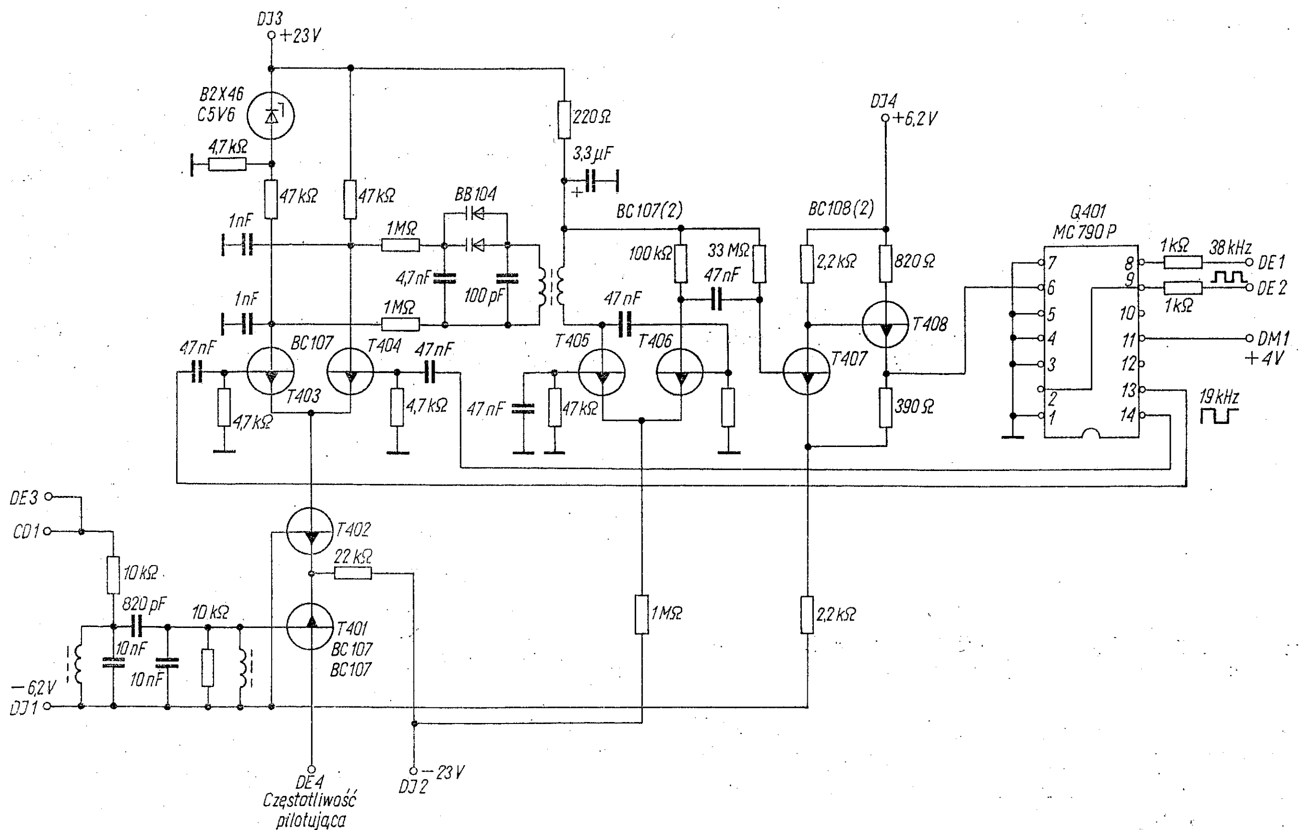
Rys. 4-32. Grupowy czas przejścia w funkcji częstotliwości dla filtru o skupionej selektywności

łanie polega na zastosowaniu odcinków linii opóźniającej DL 301 i DL 302 do wyznaczania długości impulsów. Ich długość elektryczna wynosi 1/8 długości fali częstotliwości pośredniej. Jedna linia opóźniająca jest zwarta na końcu, druga — otwarta. Oba odcinki są pobudzane w przeciwnych fazach przebiegiem prostokątnym pośredniej częstotliwości za pośrednictwem wzmacniacza różnicowego z tranzystorami *T301* do *T303*. Ponieważ każdemu przejściu przebiegu częstotliwości pośredniej przez zero towarzyszy powstanie impulsu o stałej długości, wartość średnia otrzymanego przebiegu jest proporcjonalna do wartości częstotliwości. Składowa o częstotliwości pośredniej zostaje odfiltrowana przez układ *R310* oraz *C305* i *C306* a mała częstotliwość zostaje poddana wzmocnieniu przez tranzystory *T304* do *T306*.

Odtwarzanie częstotliwości podnośnej sygnału stereofonicznego odbywa się w układzie ze sprzężeniem fazowym (rys. 4-34). Generator strojony napięciem, zbudowany z tranzystorów *T405* i *T406*, dostarcza sygnału o częstotliwości 76 kHz. Przebieg z tego generatora, po uformowaniu przez tranzystory *T407*, *T408*, zostaje doprowadzony do układu scalonego *Q401*, zawierającego dwa przerzutniki, dzielące częstotliwość przez dwa. Przebieg o częstotliwości 38 kHz steruje dekoder przełącznikowy, natomiast sygnał o częstotliwości 19 kHz z następnego stopnia dzielnika służy do synchronizacji fazowej generatora. W tym celu napięcia o czę-

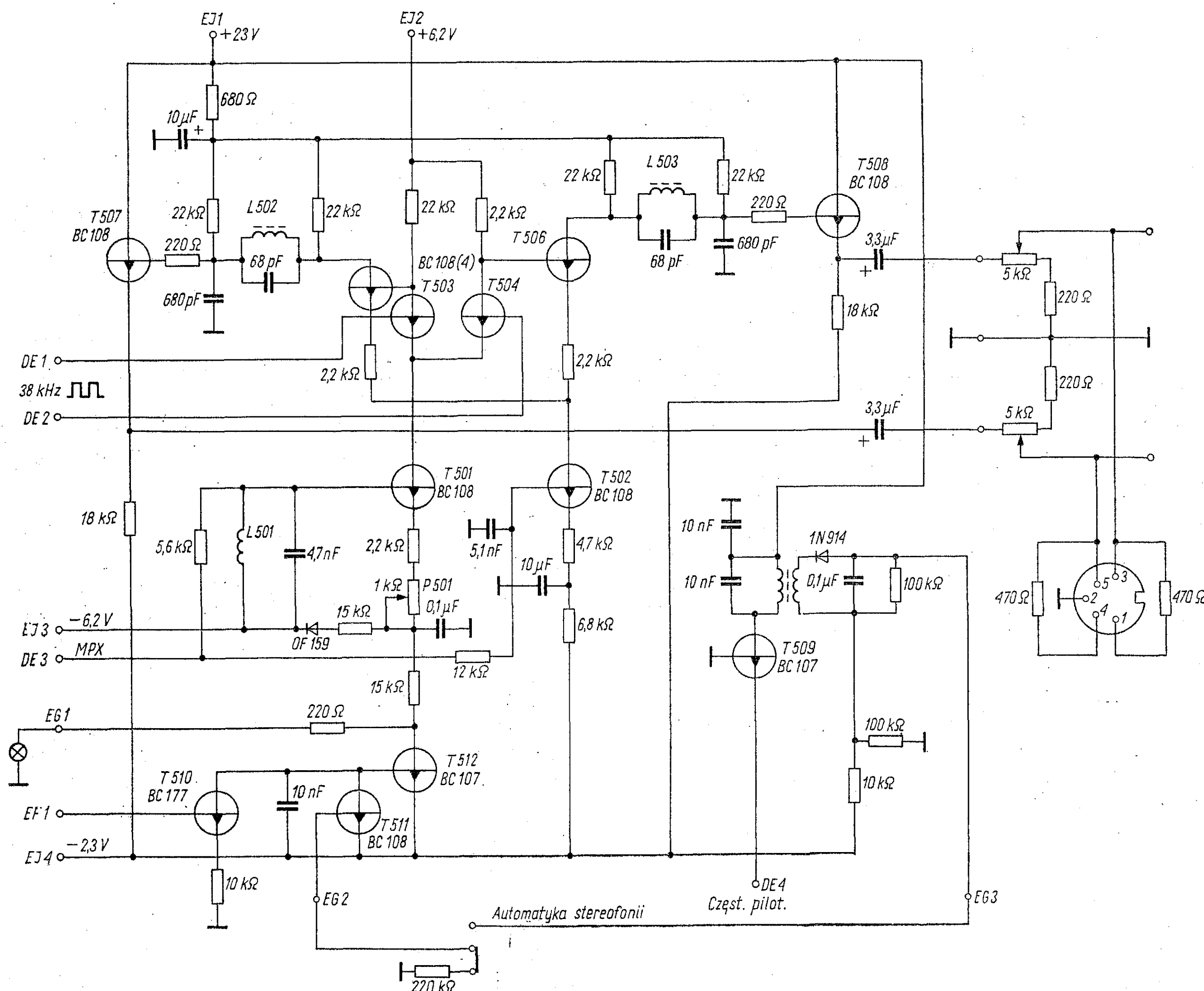


Rys. 4-33. Układ demodulatora częstotliwości z liniami opóźniającymi

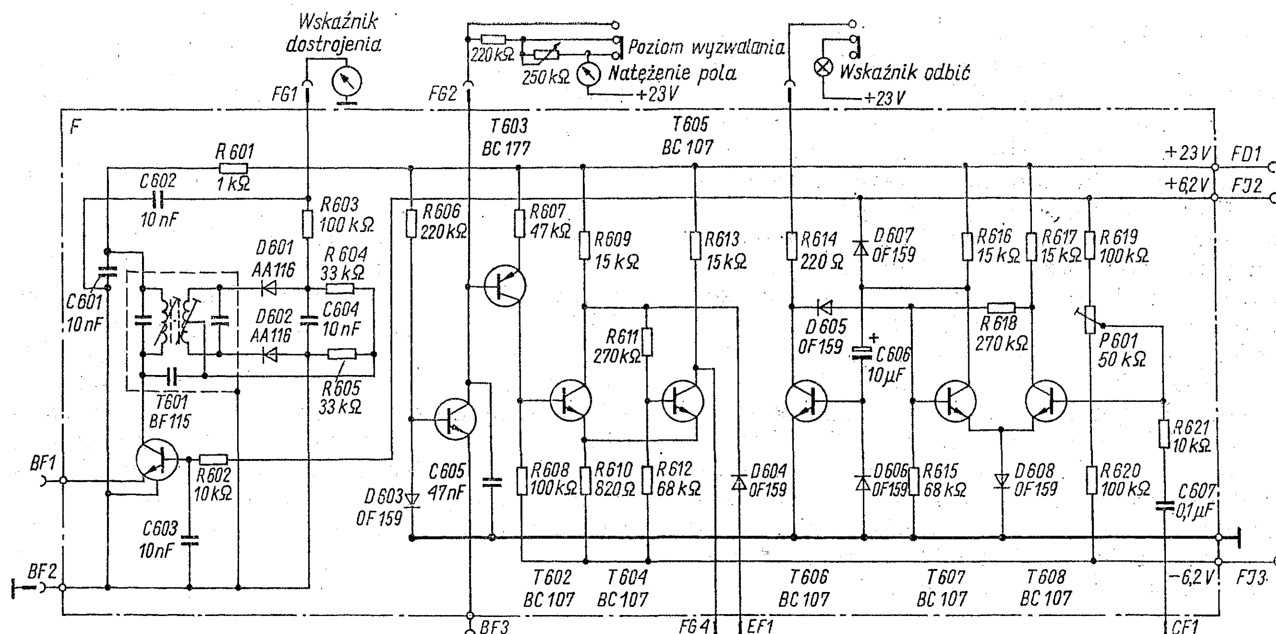


Rys. 4-34. Układ do odtwarzania częstotliwości 38 kHz

stotliwości 19 kHz i przeciwnych fazach są połączone z bazami tranzystorów *T403* i *T404*, które łącznie z tranzystorami *T401* i *T402* tworzą detektor fazowy. Napięcie odniesienia dla tego układu stanowi częstotliwość pilotująca, wyodrębniona z sygnału multipleksu przez dwuobwodowy filtr szerokopasmowy. Napięcie sterujące generator za pośrednictwem diod pojemnościowych przechodzi przez filtr dolnoprzepustowy, dzięki czemu układ przywracania częstotliwości podnośnej zachowuje się jak podwajacz częstotliwości połączony z filtrem częstotliwości pilotującej o szerokości pasma wynoszącej 30 Hz. Demodulacja sygnału stereofonicznego odbywa się w układzie pokazanym na rys. 4-35. Składowa sumowa sygnału zostaje wyodrębniona przez filtr dolnoprzepustowy *R508, R509, C504*, natomiast druga składowa zawierająca zakodowany sygnał różnicowy, jest oddzielona za pomocą filtru pasmowego *R502, L501, C501*. Tranzystory *T503* i *T504*, działające jako przełączniki sterowane różnicowo częstotliwością 38 kHz, dostarczają dwóch sygnałów różnicowych o przeciwnych fazach. Tranzystory *T505* i *T506* działają jako układ macierzowy formujący sygnały prawego i lewego kanału, doprowadzone do wtórników emiterowych przez filtry dolnoprzepustowe eliminujące częstotliwości leżące powyżej 15 kHz. Deemfaza odbywa się w układach filtrów umieszczonych na wejściu tranzystorów *T501* i *T502*, dzięki czemu uzyskuje się skuteczniejsze tłumienie szumów interferencyjnych.
Zespół wskaźników i automatyki (rys. 4-36) zawiera elementy związane ze sterowaniem wskaźników oraz automatyczną blokadą wzmacniacza częstotliwości pośredniej. Pozostała część układu służy do sygnalizacji różnic w czasie odbioru sygnałów, docierających do anteny różnymi drogami, kiedy mogą wystąpić zniekształcenia sygnału stereofonicznego.



Rys. 4-35. Układ dekodera stereofonicznego



Rys. 4-36. Schemat zespołu wskaźników i automatyki

Tranzystor *T601* w układzie z uziemioną bazą wzmacnia sygnał z czwartego stopnia pośredniej częstotliwości przed doprowadzeniem go do wąskopasmowego detektora częstotliwości sterującego wskaźnik dostrojenia. Tranzystor *T602* wzmacnia sygnał prądu stałego otrzymany przez wyprostowanie sygnałów częstotliwości pośredniej z trzech pierwszych stopni wzmacniacza. Prąd kolektora tego tranzystora, wskazywany przez mikroamperomierz, stanowi miarę natężenia pola sygnału. Detektor poziomu z przerzutnikiem utworzonym z tranzystorów *T604* i *T605* steruje przełącznik „mono-stereo" w postaci tranzystora *T510* w zespole dekodera oraz dostarcza napięcia blokującego ostatni stopień wzmacniacza pośredniej częstotliwości dla tłumienia szumów przy strojeniu lub przy zbyt małym poziomie sygnału. Próg działania przerzutnika można ustawić potencjometrem umieszczonym w obwodzie kolektora tranzystora *T602*. Interferencje sygnału złożonego powodowane przez odbicia, wyzwalają przerzutnik z tranzystorami *T607*, *T608* i przez tranzystor *T606* włączają żarówkę sygnalizacyjną kiedy włączony jest klawisz „wskaźnik odbić". Sygnał wyjściowy małej częstotliwości wynosi 1 V przy dewiacji sygnału radiowego 75 kHz.

Odbiornik stereofoniczny
4.18 Grundig RTV 820 HiFi

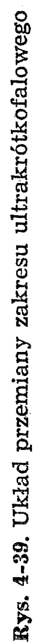
Układ odbiornika Grundig RTV 820 HiFi, przedstawiony na rys. 4-37 ilustruje znaczne uproszczenie konstrukcji odbiornika sieciowego średniej wielkości, możliwe do osiągnięcia przez wprowadzenie układów scalonych. Przy dużej rozbudowie konwencjonalnego układu wzmacniaczy akustycznych o znamionowej mocy wyjściowej dla obciążenia ciągłego 2×10 W, wszystkie elementy czynne odbiornika AM zostały zawarte w jednym układzie scalonym typu *TCA 440*. Jego funkcje zostały bliżej omówione w p. 4.9. Elementem wyznaczającym selektywność przy odbiorze sygnału z modulacją amplitudy jest podwójny filtr ceramiczny o częstotliwości znamionowej 460 kHz. Obie części filtru zostały sprzężone przez kondensator *C35*. Detekcja odbywa się na diodzie *D13*, po czym sygnał akustyczny zostaje skierowany przez przełącznik do układu scalonego *Q12*, stanowiącego dekoder stereofoniczny. Przy odbiorze transmisji AM dekoder jedynie przenosi jednakowy sygnał w obu kanałach do wzmacniaczy wstępnych z tranzystorami *T12* i *T13*. Nie zostają przy tym odłączone obwody deemfazy np. *R66*, *C77*, co dodatkowo zwęża pasmo częstotliwości przenoszonych przy modulacji amplitudy.

Trzystopniowy wzmacniacz wstępny z tranzystorami *T14* do *T19* przy współpracy z adapterem magnetycznym pełni funkcję wzmacniacza korekcyjnego. Z wyjścia tego wzmacniacza jest brany przez tłumik sygnał do gniazdka magnetofonowego, a bezpośrednio — do zespołu regulacji siły i barwy głosu oraz równoważenia kanałów. Ślizgacze potencjometrów siły są zwierane do masy dla uzyskania wyciszania odbiornika. Układ małej częstotliwości jest dwukanałowy, przewidziano jednak możliwość imitowania

transmisji czterokanałowej za pomocą dwóch dodatkowych wyjść głośnikowych. Dodatkowe głośniki ustawia się za słuchaczami. Zostają one połączone szeregowo i zasilane napięciem między wyjściem kanału lewego i prawego, ale o przeciwnej fazie, niż głośniki przednie. Poziom sygnału tylnego kanału można ustawić za pomocą dzielnika przełączanego przełącznikiem „4D”. Obecność napięcia na wyjściu tylnego kanału ujawniana za pomocą diody *D17* i tranzystorów *T33, T34* i powoduje świecenie żarówki wskaźnika „4D”. Napięcie wyjściowe prawego i lewego kanału jest wskazywane przez oddzielne woltomierze z oświetloną skalą. Wzmacniacz mocy jest zasilany napięciem z pierwszego kondensatora filtru. Jego wartość bez obciążenia wynosi 28 V, a przy znamionowym obciążeniu wzmacniacza spada do 24 V. Pozostałe zespoły odbiornika czerpią zasilanie ze stabilizatora napięcia 14,3 V z tranzystorem *T20,* przy czym układ scalony *Q10* jest wyposażony jeszcze dodatkowo w diodę Zenera, względnie są zasilane przez stabilizator napięcia z układem scalonym *Q13*. Ten układ stabilizuje napięcie dla zespołu potencjometrów strojeniowych zakresu ultrakrótkofalowego „Preomat”, oraz układu scalonego *Q11,* stanowiącego wzmacniacz pośredniej częstotliwości i detektor FM.
Na zakresie fal ultrakrótkich jest czynny prosty zespół przemiany z tranzystorami germanowymi i sterowaniem diodowym. Sygnał pośredniej częstotliwości 10,7 MHz zostaje doprowadzony do układu scalonego *Q11* przez wzmacniacz separujący z tranzystorem *T11* i filtr ceramiczny, który zapewnia właściwy kształt krzywej selektywności. Obwody rezonansowe, połączone z układem scalonym *Q11* współpracują z detektorem FM.

4.19 Odbiornik „Elisabeth” (Diora)

Odbiornik stereofoniczny „Elisabeth”, produkowany przez Zakłady Radiowe w Dzierżoniowie i opracowany przy udziale firmy Sanyo, zawiera szereg interesujących rozwiązań konstrukcyjnych, dzięki czemu uzyskano dobre właściwości elektryczne.
Zakresy częstotliwości obejmują fale długie od 150 do 285 kHz, średnie — od 525 do 1605 kHz, krótkie od 5,8 do 10,8 MHz i od 10,8 do 16,7 MHz oraz ultrakrótkie od 65,5 do 73 MHz. Znamionowa moc wyjściowa wynosi 8 W dla każdego kanału. Na rysunku ▩ 4.38 ▩ przedstawiono schemat odbiornika.
W głowicy w zakresie ultrakrótkofalowym strojenie odbywa się za pomocą podwójnych diod pojemnościowych *D1, D2* i *D3*. W obwodzie znajduje się jeszcze dioda *D4,* służąca do automatycznej regulacji częstotliwości. Napięcie dla układu strojenia diodowego pochodzi z oddzielnego prostownika i jest stabilizowane przez scalony układ stabilizacyjny typu TAA 550 (D302). Inne zespoły odbiornika czerpią energię ze stabilizatora napięcia z tranzystorem *T301* i diodą Zenera *D301* z wyjątkiem wzmacniaczy mocy, zasilanych bezpośrednio z pierwszego kondensatora filtru zasilacza, oraz wzmacniacza wstępnego połączonego z tym samym punktem, ale przez filtr *R305, C305*. Napięcie sterujące dla diod pojemnościowych może pochodzić z jednego z trzech potencjometrów; jeden z nich, włączany klawiszem „U”, jest napędzany linką napędu skali, a pozostałe dwa, włączane odpowiednio klawiszami „Ul” i „UII”, mają własne gałki i są wycechowane w częstotliwości. W stopniu wzmacniacza wielkiej częstotliwości pracuje tranzystor polowy w układzie z uziemionym źródłem, jego wzmocnienie jest sterowane napięciem uzyskanym z diod *D5* i *D6* prostujących napięcie pobrane z wyjścia pierwszego stopnia pośredniej częstotliwości 10,7 MHz. Wzmacniacz pośredniej częstotliwości FM jest czterostopniowy. Pierwsze dwa stopnie zawierają tranzystory, *T3* i *T4,* w pozostałych pracują wzmacniacze scalone *Q1* i *Q2* w układzie wzmacniacza różnicowego jednostopniowego. Jedynie na wejściu i wyjściu wzmacniacza znajdują się obwody rezonansowe *LC;* pozostałymi elementami selektywnymi wzmacniacza są trójnikowe filtry ceramiczne. Sygnał pośredniej częstotliwości 10,7 MHz rozgałęzia się na wyjściu wzmacniacza *Q1*. Dodatkowy tor wzmocnienia z tranzystorem *T8* przy współpracy diod *D9* i *D10* służy do sterowania wskaźnika strojenia i układu wyciszania działającego przez część układu scalonego *Q3* i tranzystor przełącznikowy *T9*. Sygnał stereofoniczny złożony z detektora stosunkowego zostaje doprowadzony do dekodera scalonego z układem *Q3*, o budowie zbliżonej do układu typu SN 76105, opisanego w p. 4.8. Wskaźnikiem emisji stereofonicznej jest dioda luminescencyjna włączana za pośrednictwem tranzystora *T10*. Napięcia z dekodera przez przełączniki zakresów i funkcji zostają doprowadzone do potencjometrów równoważenia i siły a następnie do wzmacniaczy wstępnych małej częstotliwości zawierających oddzielne potencjometry regulacji tonów wysokich i niskich. Zespół potencjometrów równoważenia składa się z dwóch potencjometrów o charakterystykach stanowiących wzajemne odbicia lustrzane. Wyjścia wzmacniaczy wstępnych są połączone ze wzmacniaczami mocy, zbudowanymi jako grubowarstwowe układy hybrydowe. Obciążenie wzmacniaczy mocy stanowią zespoły głośników

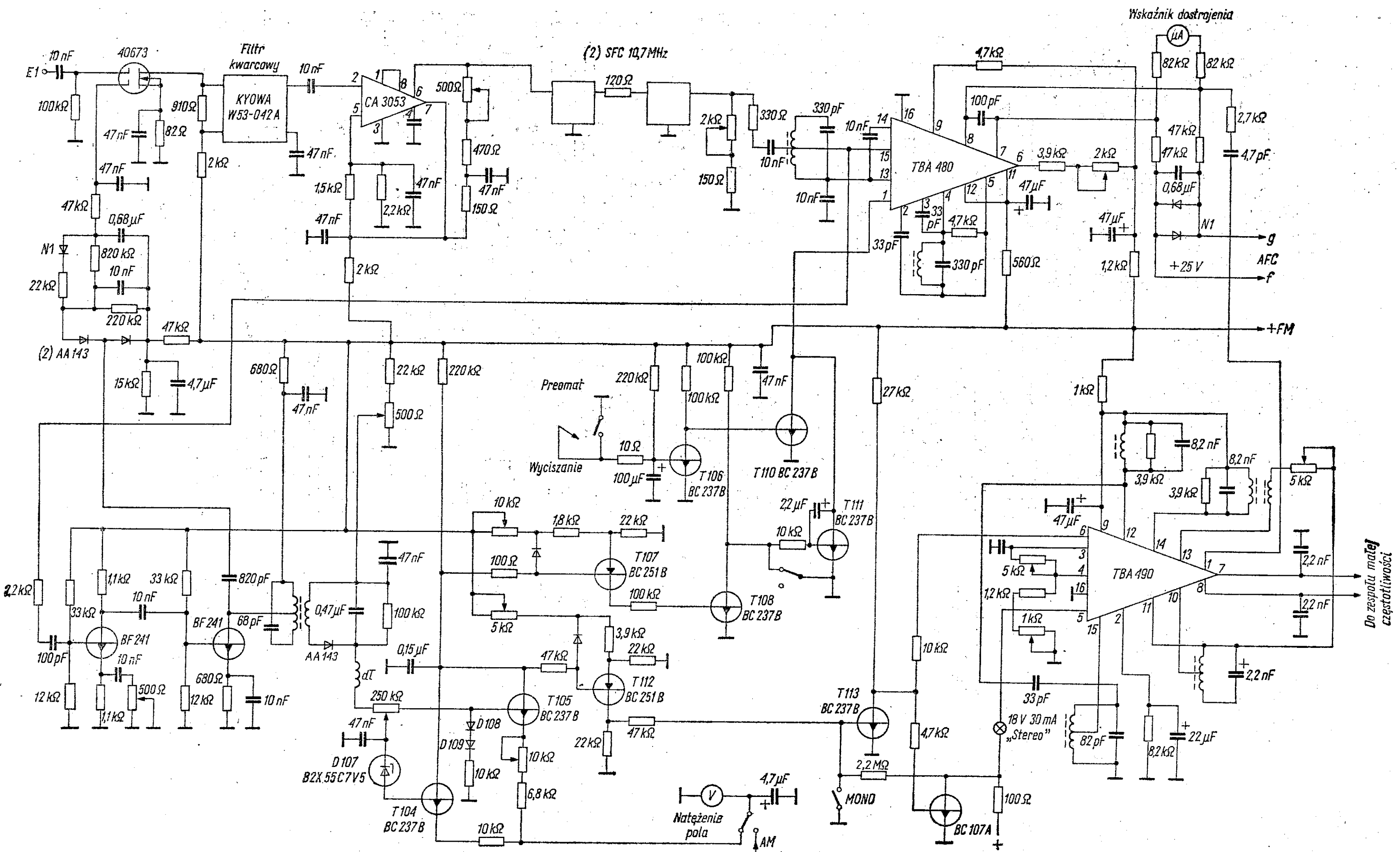


Rys. 4-39. Układ przemiany zakresu ultrakrótkofalowego

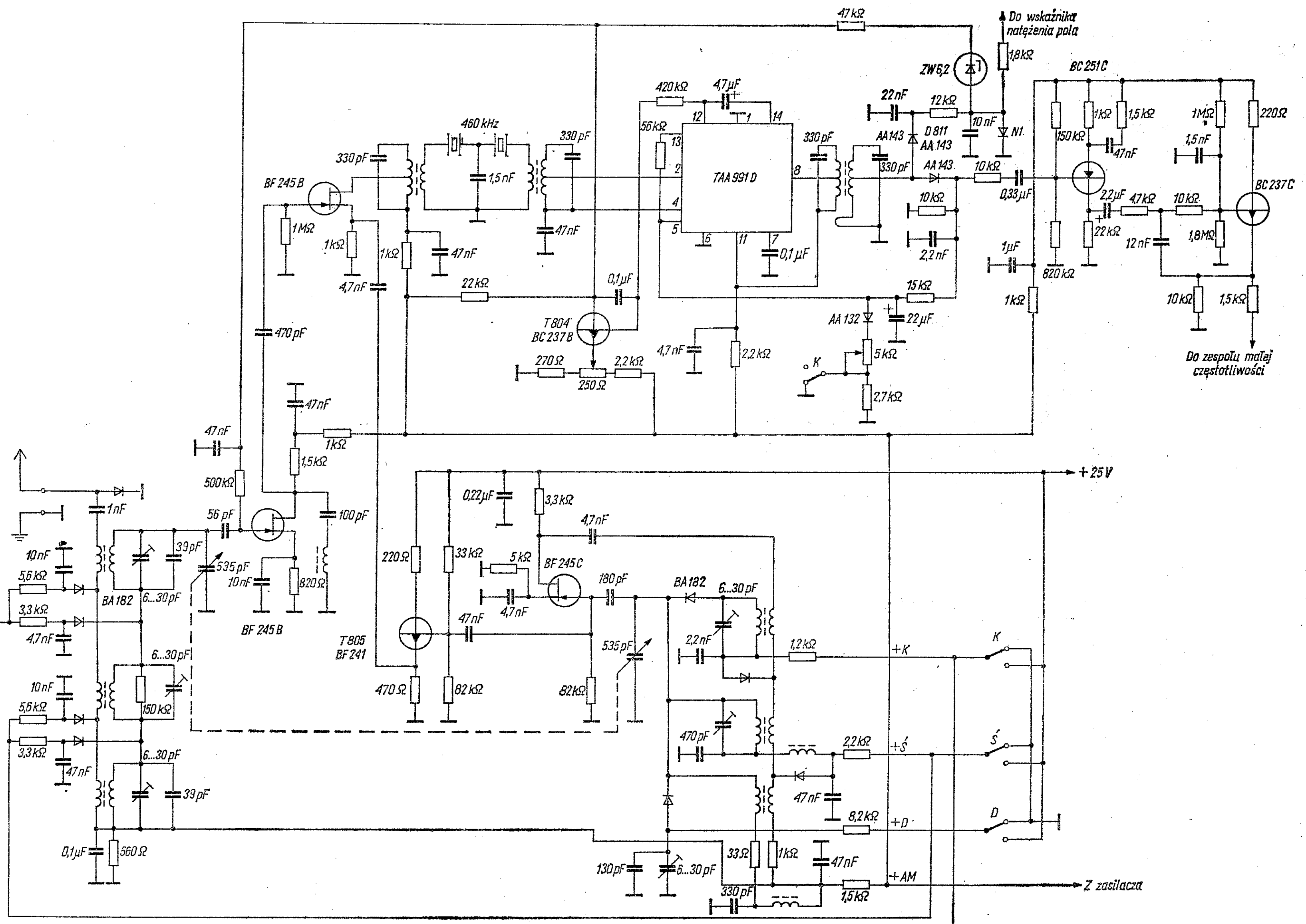
typu „compact" o impedancji 8 Ω. Dopuszczalne obciążenie ciągłe każdego wzmacniacza wynosi 8 W przy sygnale sinusoidalnym. Przy odtwarzaniu muzyki z gramofonu, w zespole małej częstotliwości są czynne jeszcze tranzystory *T101* i *T102* w układzie wtórników emiterowych. Nie przewidziano korekcji dla adaptera magnetycznego.
W przypadku odbioru sygnału z modulacją amplitudy układ odbiornika ulega znacznemu uproszczeniu: strojenie odbywa się za pomocą kondensatora zmiennego o dwóch sekcjach, nie ma wzmacniacza wielkiej częstotliwości, wzmacniacz pośredniej częstotliwości jest dwustopniowy. Selektywność zwiększa dwójnikowy rezonator ceramiczny. W układzie generatora pracuje tranzystor *T7*. Dioda *D7* pełni funkcję detektora i prostownika napięcia automatycznej regulacji wzmocnienia; wskaźnik strojenia jest sterowany z oddzielnej diody *D8*. We wzmacniaczu pośredniej częstotliwości pracują tranzystory *T3* i *T4*, te same, które pracują w układzie FM. Jedynie mieszacz objęty został automatyczną regulacją wzmocnienia. Antena zewnętrzna jest czynna tylko na zakresie fal krótkich.

4.20 Odbiornik Wega „hifi 3120"

Odbiornik „hifi 3120" firmy Wega jest przystosowany do odbioru we wszystkich zakresach radiofonicznych i ma moc wyjściową 2×45 W przy sygnale sinusoidalnym i zniekształceniach nieliniowych 0,1%. Interesującą cechą układu jest zastosowanie przełączników diodowych, sterowanych napięciem.
W układzie przemiany zakresu ultrakrótkofalowego (rys. 4-39) przedsięwzięto wszystkie środki dla maksymalnego wykorzystania zalet modulacji częstotliwości w warunkach dużej liczby odbieranych stacji o zbliżonych częstotliwościach i dużych różnicach natężenia pola. Istotne przy tym jest zapewnienie możliwie dużej selektywności zarówno wzmacniacza pośredniej, jak i wielkiej częstotliwości a także szerokiego zakresu dynamicznego układu przemiany. Zastosowany układ ma bardzo dobre właściwości techniczne, chociaż jego duży koszt wyklucza użycie w odbiornikach niższej klasy. W głowicy przemiany przestraja się cztery obwody, każdy za pośrednictwem pary diod pojemnościowych. We wzmacniaczu wielkiej częstotliwości i mieszaczu pracują tranzystory polowe dwubramkowe; oba te stopnie mają regulowane wzmocnienie. Napięcie dla układu regulacji, uzyskane przez prostowanie sygnału pośredniej częstotliwości wzmacnia się w tranzystorze BC 239 C. Próg działania tego układu wynosi około 10 mV. Uzyskana liczba szumowa jest mniejsza od 3, czułość wynosi 1,2 μV przy stosunku sygnału do szumu 26 dB i dewiacji 40 kHz. Szerokość pasma wielkiej częstotliwości jest równa 1 MHz, tłumienie sygnału lustrzanego przekracza 80 dB, a tłumienie częstotliwości pośredniej — 100 dB. Układ generatora jest konwencjonalny. Dioda BA 124 służy do automatycznej regulacji częstotliwości i jest sterowana napięciem symetrycznym względem masy pochodzącym z układu scalonego TBA 480. Napięcie strojenia pochodzi z potencjometru głównego względnie z jednego z 7 potencjometrów włączanych klawiszami w zespole „Preomat". To napięcie jest stabilizowane, kompensowane temperaturowo i filtrowane. Jest ono wskazywane przez miernik, wyskalowany w megahercach.
Niekonwencjonalne jest rozwiązanie toru pośredniej częstotliwości FM (rys. 4-40). Rozdzielono w nim funkcje selekcji i wzmacniania od funkcji ograniczania sygnału. Na wejściu toru znajduje się regulowany stopień liniowy z tranzystorem polowym z izolowanymi bramkami, za nim jest włączony filtr kwarcowy, następnie wzmacniacz scalony również objęty automatyczną regulacją wzmocnienia, dwa filtry ceramiczne, a dopiero układ scalony TBA 480 ogranicza sygnał pośredniej częstotliwości i dokonuje jego detekcji. W ten sposób uzyskuje się poprawne ograniczanie bez wpływu na właściwy kształt krzywej selektywności. Optymalny kształt krzywej ustawia się rezystorami nastawnymi na wejściu i wyjściu filtrów ceramicznych. Napięcie regulacji dla liniowej części wzmacniacza pochodzi z oddzielnego wzmacniacza dwustopniowego z tranzystorami BF 241. Ten sam wzmacniacz dostarcza napięcia sterującego dla wskaźnika natężenia pola. Jego charakterystyka jest w przybliżeniu logarytmiczna. Dla średnich wartości natężenia pola wynika to z zasady działania; dla małych i wielkich wartości występują odchyłki, powodowane nieliniowością diody detekcyjnej i regulacją wzmocnienia wzmacniacza wielkiej częstotliwości oraz mieszacza. Te odchyłki od charakterystyki logarytmicznej są kompensowane we wzmacniaczu prądu stałego z tranzystorami *T104* i *T105* za pomocą diod *D107* do *D109*. Wyciszanie jest sterowane poziomem napięcia na wejściu układu scalonego TBA 480. Sygnał z kolektora tranzystora *T104* zostaje dodatkowo wzmocniony przez tranzystory *T107* i *T108* i steruje tranzystor przełącznikowy *T111*. Przy nasyceniu tego tranzystora wzmacniacz pośredniej częstotliwości zostaje zablokowany. Podobnie działa tranzystor *T110* nasycany przy włączeniu odbiornika albo przy przełączaniu klawiszy zespołu „Preomat". Blokowanie odbiornika w tym



Rys. 4-40. Schemat zespołu pośredniej częstotliwości FM



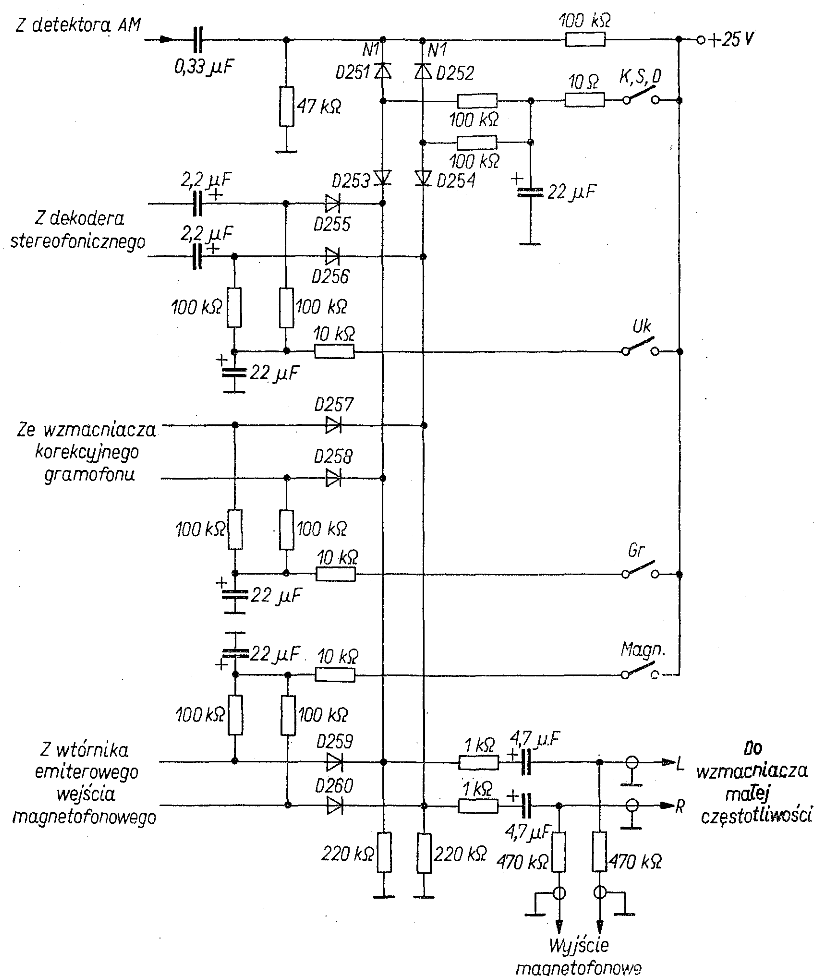
Rys. 4-41. Schemat zespołu AM odbiornika

układzie zostaje uruchomione szybko, natomiast ponowne włączenie następuje z opóźnieniem, po naładowaniu kondensatora w obwodzie bazy tranzystora *T106*.

Dekoder sygnału stereofonicznego jest przełączany na odbiór stereofoniczny automatycznie przy pojawieniu się częstotliwości pilotującej. Po to by nie dopuścić do przypadkowych włączeń sygnałami zakłócającymi, przewidziano dodatkowe blokowanie dekodera sterowane poziomem sygnału za pośrednictwem tranzystorów *T112* i *T113*.

Część odbiornika, przeznaczona do odbioru sygnału AM (rys. 4-41) została potraktowana znacznie staranniej, niż w większości odbiorników przeznaczonych głównie do odbioru na falach ultrakrótkich. W układzie wzmacniacza wielkiej częstotliwości, mieszacza i generatora pracują złączowe tranzystory polowe. Między generatorem i mieszaczem został umieszczony separator z tranzystorem *T805* pracującym w układzie wtórnika emiterowego. Dla uproszczenia układu kondensator strojeniowy ma tylko dwie sekcje, a sprzężenie wzmacniacza wielkiej częstotliwości z mieszaczem jest aperiodyczne. Przełączanie zakresów odbywa się za pośrednictwem diod przełącznikowych sterowanych napięciem. Obwód zostaje włączony, kiedy odpowiednia dioda jest nasycona przez włączenie na jej anodę napięcia +25 V przez rezystor ograniczający prąd. Katody diod przełącznikowych otrzymują napięcie około +11 V z dzielnika napięcia połączonego z zasilaczem. Napięcie na katodach diod zapewnia nieprzewodzenie, wówczas gdy anody mają napięcie równe zeru.

Wzmacniacz scalony pośredniej częstotliwości ma wewnętrzny układ automatycznej regulacji wzmocnienia. Napięcie regulacji, dostępne na zewnątrz, zostało dodatkowo wykorzystane do regulacji wzmocnienia wzmacniacza wielkiej częstotliwości i mieszacza za pośrednictwem wzmacniacza prądu stałego z tranzystorem *T804*. We wzmacniaczu wielkiej częstotliwości regulacja odbywa się przez zmianę napięcia bramki, a w mieszaczu — przez zmianę napięcia drenu. Szerokość pasma, równą 6 kHz określa podwójny filtr ceramiczny, włączony między dwa obwody *LC*. Charakterystyka wskaźnika natęże-

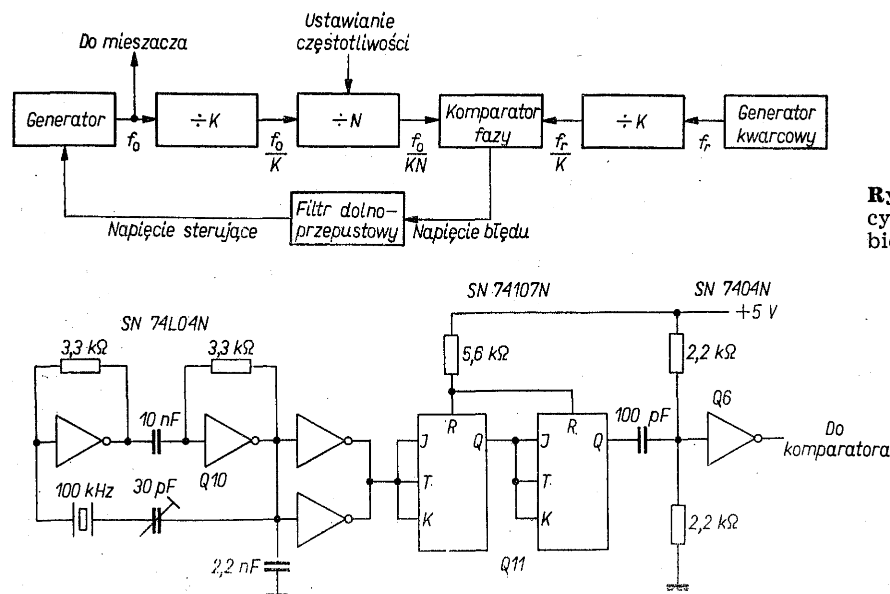


Rys. 4-42. Układ przełączników diodowych w zespole małej częstotliwości

nia pola na zakresach AM została zbliżona do logarytmicznej przez włączenie diody *D810*, dostarczającej dodatkowo prądu z układu regulacji wzmocnienia, przy poziomie sygnału większym od 100 μV.
Dwustopniowy wzmacniacz wstępny małej częstotliwości ma charakterystykę tak ukształtowaną, aby wzmocnienie przy częstotliwości 3,5 kHz było o 3 dB większe od poziomu średniego i opadało o 12 dB na oktawę powyżej 5 kHz, przez co uzyskuje się zwiększenie wyrazistości. Przełączanie diodowe zostało również zastosowane na wejściu wzmacniacza małej częstotliwości. Na rys. 4-42 przedstawiono układ przełączania. W gałęzi sygnału monofonicznego z części AM pracują cztery diody, aby nie dopuścić do wprowadzania przesłuchu między kanałami stereofonicznymi.

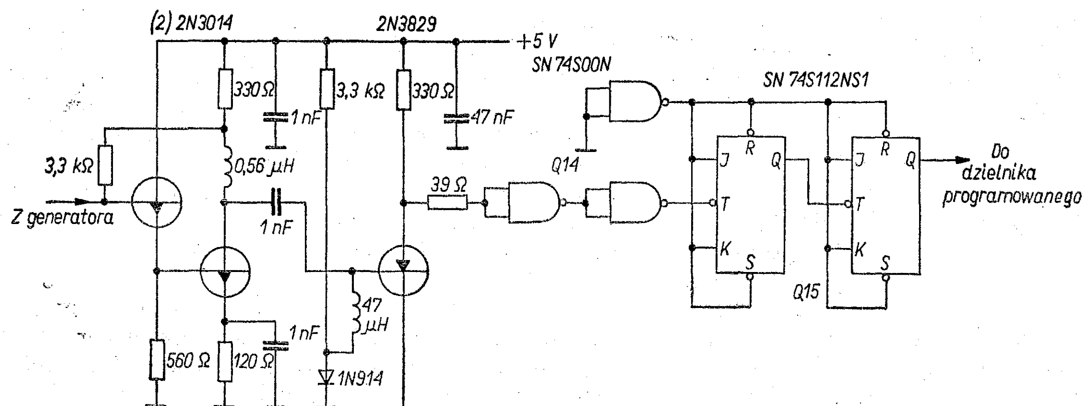
4.21 Układ do cyfrowego ustawiania częstotliwości odbiornika ultrakrótkofalowego (Texas Instruments)

Układ cyfrowego strojenia odbiornika ultrakrótkofalowego firmy Texas Instruments, którego schemat blokowy przedstawiono na rys. 4-43 jest przystosowany do pokrycia zakresu 88 do 108 MHz, w którym częstotliwości nadajników stanowią wielokrotności 100 kHz. Układ steruje generator ze strojeniem diodowym. Częstotliwość generatora musi być zmieniana w zakresie od 98,7 do 118,7 MHz. Źródłem częstotliwości wzorcowej jest generator kwarcowy. Częstotliwość wzorcowa i częstotliwość generatora zostają najpierw podzielone przez stałą liczbę całkowitą K, następnie częstotliwości heterodyny dzieli się dodatkowo przez liczbę całkowitą N, nastawianą przełącznikami cyfrowymi. Przebiegi o częstotliwościach f_0/KN i f_r/K uzyskane w ten sposób sterują komparator fazy, na wyjściu którego występuje napięcie impulsowe o średniej wartości zależnej od tego, który z przebiegów porównywanych przez komparator ma większą częstotliwość. Po przesunięciu poziomu i przejściu przez filtr dolnoprzepustowy, sygnał z komparatora steruje — za pośrednictwem diod pojemnościowych — częstotliwość odbiornika. Dzielenie obu częstotliwości przez tę samą liczbę K jest potrzebne po to, aby umożliwić przetwarzanie sygnału przy mniejszej częstotliwości, przy której mogą pracować dostępne układy logiczne o większej złożoności. Na rysunku 4-44 przedstawiono schemat generatora kwarcowego i układu dzielącego przez 4. W generatorze zastosowano układ scalony grupy 74L, cechujący się mniejszymi prądami i większymi wartościami impedancji. Mniejsza szybkość działania nie ma w tym zastosowaniu znaczenia. Napięcie sinusoidalne z generatora musi być przetworzone przed doprowadzeniem do układów logicznych. Te zadanie spełnia układ z rys. 4-45. Wtórnik emiterowy umieszczony na wejściu zapobiega nadmiernemu obciążeniu generatora. Duża częstotliwość sygnału wymaga zastosowania szybkich układów scalonych rodziny 74S.
W układzie komparatora fazy (rys. 4-46) pomysłowo wykorzystano rewersyjny rejestr przesuwny typu SN 7495 N. Do wejścia zegarowego *1* jest doprowadzony sygnał z dzielnika programowego, obniżającego częstotliwość heterodyny, a do wejścia *2* — częstotliwość wzorcowa.

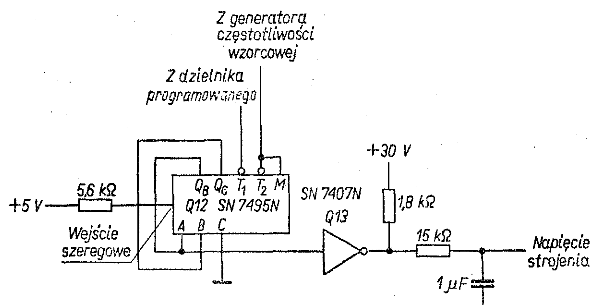


Rys. 4-43. Schemat blokowy układu do cyfrowego ustawiania częstotliwości odbiornika

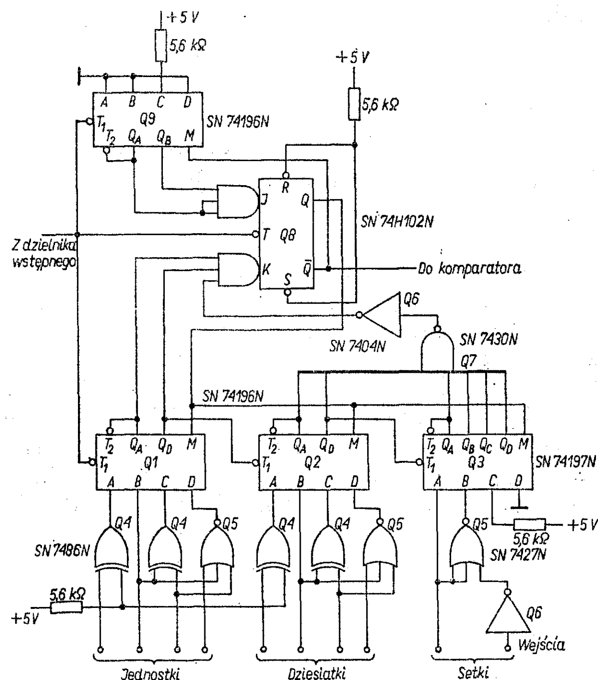
Rys. 4-44. Układ do wytwarzania przebiegu wzorcowego



Rys. 4-45. Układ formujący przebieg z generatora lokalnego i układ dzielący przez 4



Rys. 4-46. Schemat komparatora



Rys. 4-47. Układ dzielnika programowanego

Ten ostatni przebieg steruje równocześnie funkcję rejestru za pośrednictwem wejścia *M*. Przy poziomie *L* na tym wejściu, informacje zawarte w rejestrze przesuwają się w prawo w takt częstotliwości dzielnika programowanego, doprowadzonej do wejścia zegarowego *1*. Przy poziomie *H* na wejściu *M* wejście częstotliwości zegarowej *1* zostaje zablokowane i zostają wprowadzone informacje z wejść równoległych (*A*, *B* i *C*). Licznik programowany najłatwiej rozwiązać przy użyciu programowanego licznika odejmującego. Za pośrednictwem wejść równoległych ustawia się licznik na liczbę, przez którą należy podzielić częstotliwość wejściową i licznik liczy do tyłu, dopóki nie zostanie osiągnięty stan zerowy. W przypadku licznika liczącego w przód, programowanie polega na wprowadzeniu liczby stanowiącej dopełnienie do $(n-1)$, przy czym n oznacza modulus licznika; dla licznika dekadowego jest to dopełnienie dziewiątkowe, a dla licznika szesnastkowego — dopełnienie do 15. W opisywanym zastosowaniu jest wymagana jeszcze jedna cecha licznika programowanego: przełączniki *BCD*, o oznaczeniach cyfrowych, odpowiadających częstotliwości odbieranej, muszą wprowadzać stan licznika różniący się od wskazywanej wartości o częstotliwość pośrednią. Przykładowo przy przełącznikach ustawionych na 99,9 MHz, licznik programowany powinien dzielić częstotliwość generatora przez 110,6. Na rys. 4-47 pokazano układ, spełniający to zadanie. Układy scalone *Q1* i *Q2* są licznikami mod 10, układ scalony *Q3* — licznikiem mod 16. Układy bramek na wejściach programujących tych liczników umożliwiają wprowadzenie do liczników dopełnienia dziewiątkowego, względnie czternastkowego liczb, ustawionych przełącznikami.

Układ wejściowy licznika szesnastkowego *Q3* sprawia, że stan końcowy licznika programowanego zostaje osiągnięty po liczbie impulsów wejściowych o 100 większej od nastawionej, np. przy ustawieniu 99,9 MHz licznik liczy się nie

do 999 a do 1099. Podczas pierwszych 1099 impulsów przerzutnik *Q8* pozostaje w stanie $Q = H$. Po 1099 impulsie na wejściu *K* przerzutnika pojawia się poziom *H*, wskutek czego następny tj. 1100 impuls zmienia stan przerzutnika do $\bar{Q} = H$, co powoduje uruchomienie licznika dekadowego *Q9*, z zaprogramowaną liczbą 4. Ten licznik wymaga dalszych 5 impulsów aby osiągnąć stan 9, przy którym na wejściu *J* przerzutnika pojawi się stan *H*. Impuls 1106 sprowadza przerzutnik *Q8* do stanu początkowego. W ten sposób uzyskuje się przesunięcie częstotliwości heterodyny o wartość częstotliwości pośredniej.

5 Odbiorniki telewizyjne

W konstrukcji odbiorników telewizyjnych układy lampowe zachowały się stosunkowo długo. Najwcześniej zaczęto budować odbiorniki pełnotranzystorowe przenośne.

5.1 Odbiornik telewizyjny Sanyo 9-TP 20

Przenośny telewizor typu 9-TP 20 firmy Sanyo (rys. ■ 5-1 ■) ma ekran o przekątnej 23 cm i zasilanie przystosowane do sieci o napięciu 117 V, 220 V, własnego akumulatora 12 V lub zewnętrznego źródła napięcia stałego, np. akumulatora samochodowego. Telewizor ma układ konwencjonalny z 26 tranzystorami, przeważnie germanowymi. Lampy elektronowe zastosowano jedynie w prostowniku wysokiego napięcia z potrajaniem.

Wyłącznik w gniazdku antenowym łączy wejście odbiornika z wewnętrzną anteną teleskopową. Włożenie wtyczki współosiowej przerywa to połączenie, umożliwiając korzystanie z doprowadzenia niesymetrycznego. Linię symetryczną łączy się z wejściem za pomocą zewnętrznego transformatora symetryzującego. Głowica przemiany przystosowana do zakresu metrowego, ma przełącznik bębnowy o 12 położeniach. Wzmacniacz wielkiej częstotliwości z tranzystorem *T1* jest sprzężony z wejściem przez filtr π. Napięcie automatycznej regulacji wzmocnienia doprowadzone do obwodu bazy tranzystora *T1* może być przez przełączenie przełącznika zastąpione stałym napięciem polaryzacji dla poprawienia stosunku sygnału do szumu przy odbiorze słabych sygnałów. Uziemienie ujemnego bieguna zasilacza przy zastosowaniu tranzystorów *pnp* w torze wzmocnienia wielkiej i pośredniej częstotliwości umożliwia połączenie z ziemią większości obwodów strojonych i ułatwia zapewnienie stabilności.

Tranzystory *T2* i *T3* pracują w układzie ze wspólną bazą. Pierwszy z nich pełni funkcję mieszacza, a drugi — generatora. W trzystopniowym wzmacniaczu pośredniej częstotliwości z tranzystorami *T101* do *T103* zastosowano pojedyncze obwody rezonansowe, z wyjątkiem obwodu wyjściowego, obciążonego detektorem wizyjnym. Wzmocnienie tranzystora *T101* jest sterowane napięciem automatycznej regulacji wzmocnienia. Pierwszy stopień wzmacniacza wizyjnego z tranzystorem *T104* ma punkt pracy stabilizowany za pomocą termistora. Tranzystor *T104* pracuje jako wtórnik emiterowy dla sygnału wizyjnego; w jego obwodzie kolektorowym znajduje się obwód rezonansowy, dostrojony do częstotliwości pośredniej fonii. Z uzwojenia wtórnego tego obwodu doprowadza się sygnał pośredniej częstotliwości fonii do bazy tranzystora *T106*. Stopień wyjściowy wzmacniacza wizyjnego (*T105*) ma kolektor zasilany napięciem 100 V, uzyskiwanym z transformatora wyjściowego odchylania poziomego. Katoda kineskopu jest sprzężona ze wzmacniaczem wizyjnym przez kondensator.

W dwustopniowym wzmacniaczu pośredniej częstotliwości fonii zastosowano neutralizację jedynie pierwszego stopnia. Napięcie małej częstotliwości z detektora stosunkowego steruje dwustopniowy wzmacniacz małej częstotliwości z transformatorowym odwracaniem fazy i wyjściem beztransformatorowym. Włożenie wtyczki słuchawek do gniazdka powoduje odłączenie głośnika. Tranzystor *T111* pełni rolę rezystancji dynamicznej, sterowanej przez zmiany napięcia zasilającego w taki sposób, aby zmniejszyć amplitudę tętnień. Napięcie bazy tego tranzystora jest utrzymywane na stałym poziomie przez kondensatory elektrolityczne o pojemności 300 μF. Zmiany napięcia zasilania doprowadzonego do emitera wywołują zmiany napięcia baza-emiter i sterują w ten sposób rezystancją dynamiczną tranzystora; zmieniający się przy tym spadek napięcia na rezystorze *R327* kompensuje tętnienie napięcia. Dla ograniczenia wartości prądu płynącego przez tranzystor *T111,* w obwodzie jego kolektora umieszczono rezystor *R326.*

Sygnał wizyjny z wtórnika *T104* zostaje doprowadzony do stopnia wyjściowego *T105* i do bazy tranzystora *T113* oraz przez układ *RC* — do bazy tranzystora *T114*. Pierwszy tranzystor pracuje jako detektor układu kluczowanej regulacji wzmocnienia. Jego układ odpowiada wtórnikowi emiterowemu z napięciem kolektora w postaci impulsów ujemnych, które pochodzą z transformatora linii. Te impulsy są współbieżne w czasie z impulsami synchronizacji, tak więc napięcie na emiterze tranzystora *T113* jest proporcjonalne do amplitudy impulsów synchronizacji. Filtr dolnoprzepustowy *RC* między tym

tranzystorem i tranzystorem *T112*, który jest wzmacniaczem napięcia automatyki powoduje wygładzenie napięcia sterującego. Temu samemu celowi służy kondensator *C129* i *C136*. Potencjometrem *P105* ustawia się wstępnie punkt pracy, a potencjometrem *P106* — wartość napięcia sterującego.

Wydzielanie impulsów synchronizacji z sygnału wizyjnego odbywa się w selektorze amplitudowym z tranzystorem *T114*. Dzięki ładowaniu się kondensatora *C401* do napięcia o wartości zbliżonej do amplitudy impulsów, tranzystor *T114* przewodzi jedynie w czasie trwania impulsów synchronizacji, których amplituda jest większa od maksymalnego poziomu sygnału wizyjnego. Dodatkowej selekcji amplitudy impulsów dokonuje układ z podobnym obwodem *RC*, włączonym między tranzystory *T114* i *T115*. Z kolektora tego ostatniego tranzystora impulsy synchronizacji przedostają się do bazy tranzystora *T118*, który dostarcza przebiegów o przeciwnych fazach dla detektora fazowego układu regulacji częstotliwości odchylania poziomego, oraz — przez układ całkujący *RC* — do bazy tranzystora *T116*, który stanowi generator przebiegu odchylania pionowego.

Tranzystor T116 pracuje w układzie generatora samodławnego. Potencjometrem *P107* ustawia się częstotliwość zgrubnie, a potencjometrem *P108* — dokładnie. Potencjometr *P109* w obwodzie emitera tranzystora *T117* służy do ustawiania wysokości obrazu; polaryzację bazy tranzystora wyjściowego ustala się za pomocą potencjometru *P110*. Potencjometr *P111* jest przeznaczony do korekcji liniowości przez zmianę ujemnego sprzężenia zwrotnego. Napięcie dla obwodu sprzężenia zwrotnego zwiększa autotransformator w obwodzie kolektora, spełniający również rolę dławika dla równoległego zasilania tego stopnia. Przez zróżniczkowanie napięcia na cewkach odchylających *L110* i obcięcie napięcia dodatniego, uzyskuje się impulsy ujemne do wygaszania przebiegu powrotnego plamki na ekranie kineskopu.

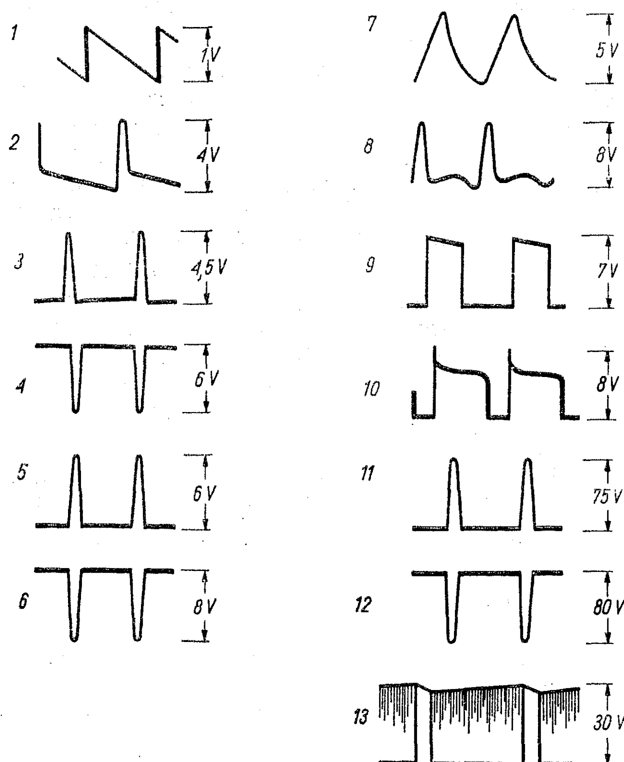
Generator odchylania poziomego z tranzystorem *T119* ma układ z indukcyjnym sprzężeniem zwrotnym. Jego częstotliwość jest sterowana sygnałem z detektora fazowego. Do stabilizacji częstotliwości służy obwód „koła zamachowego” *L111*, *C609*. Po wzmocnieniu przez tranzystory *T120* i *T121*, przebieg impulsowy steruje tranzystor wyjściowy *T122*, który przez kondensator *C616* steruje cewki odchylające *L115*, zaś przez transformator *Tr113* — prostownik wysokiego napięcia. Z tego samego transformatora uzyskuje się również inne napięcia pomocnicze.

5.2 Odbiornik telewizyjny przenośny National TT-21-RE (Matsushita)

Odbiornik TT-21-RE (rys. [redacted] 5-2 [redacted]) jest podobny wymiarami i układem do poprzednio opisanego telewizora. Kineskop o przekątnej 25 cm ma kąt odchylenia 90°. Masa odbiornika bez akumulatora jest równa 4,8 kg. Przy zasilaniu napięciem stałym 12 V pobór prądu wynosi około 0,8 A. Wzmacniacz fonii dostarcza mocy 400 mW.

Głowica przemiany z przełącznikiem bębnowym umożliwia odbiór w pasmie I i III; do odbioru na zakresie decymetrowym służy zewnętrzny konwerter, umocowany do odbiornika i połączony z wejściem antenowym głowicy zakresu metrowego, ustawionej na kanał 4. W głowicy zakresu decymetrowego pracują tranzystory mesa w układzie z uziemioną bazą. Obwody rezonansowe zostały wykonane jako obwody ćwierćfalowe ze strojeniem pojemnościowym. Wejście antenowe niesymetryczne jest sprzężone pojemnościowo z obwodem wejściowym. Tranzystor *T29* pracuje jako mieszacz, tranzystor *T28* — jako generator. Zarówno sygnał wielkiej częstotliwości jak i sygnał generatora zostają doprowadzone do emitera tranzystora *T29*. W jego obwodzie kolektorowym znajduje się obwód rezonansowy nastrojony na częstotliwość około 61 MHz i połączony z wejściem antenowym odbiornika. Wzmacniacz wielkiej częstotliwości (*T1*) i mieszacz (*T2*) głowicy zakresu metrowego pracują w układzie z uziemionym emiterem. W pierwszym tranzystorze zastosowano neutralizację kondensatorem *C3*. Napięcie generatora ma na rezystorze *R1* wartość 20 mV. Częstotliwość pośrednia wizji wynosi 36,5 MHz. Między głowicą a wzmacniaczem pośredniej częstotliwości zostały umieszczone pułapki, nastrojone na częstotliwość fonii 33,4 MHz i na częstotliwość nośną wizji sąsiedniego kanału wynoszącą 40,4 MHz. Wzmacniacz wielkiej częstotliwości i dwa pierwsze stopnie wzmacniacza pośredniej częstotliwości mają wzmocnienie regulowane przez zwiększanie prądu kolektora. Dodatkowe tłumienie obwodu kolektorowego tranzystora *T11*, zależne od prądu kolektora, wprowadza dioda *D1*. We wzmacniaczu pośredniej częstotliwości nie zastosowano neutralizacji, a stabilność zabezpiecza niedopasowanie obwodów rezonansowych. Sygnał wizyjny z detektora steruje bazę tranzystora *T15*. Z kolektora tego tranzystora pobiera się sygnał dla wzmacniacza pośredniej częstotliwości fonii i dla układu automatycznej regulacji wzmocnienia, natomiast sygnał z emitera przez potencjometr regulacji

kontrastu steruje wzmacniacz wizyjny i bezpośrednio — separator impulsów synchronizacji. Tranzystor *T9* jest detektorem napięcia automatycznej regulacji wzmocnienia. Do jego bazy doprowadzono napięcie odpowiadające wartości szczytowej napięcia wizyjnego, a do emitera — impulsy z transformatora odchylania poziomego. Tranzystor *T10* służy do wzmacniania napięcia regulującego wzmocnienie. Wydzielenie impulsów synchronizacji odbywa się w stopniu z tranzystorem *T14*, którego emiter otrzymuje przebieg wizyjny a baza jest połączona z dwoma obwodami *RC*. Dodatkowe kształtowanie impulsów odbywa się w obwodzie bazy tranzystora *T18*. *T19* pełni funkcją kształtowania dwóch przebiegów impulsowych o przeciwnych fazach dla sterowania dyskryminatora fazy i dodatkowo steruje układ całkujący *RC* dla wyodrębniania impulsów synchronizacji pionowej. W układzie odchylania pionowego pracują tranzystory *T20* i *T21*. Generator odchylania poziomego z tranzystorem *T22* wytwarza przebieg impulsowy, który po wzmocnieniu przez dwa stopnie z tranzystorami *T23* i *T24* steruje stopień wyjściowy odchylania poziomego. Wzmacniacz wizyjny, złożony z tranzystorów *T16* i *T17*, ma układ szeregowy dla prądu stałego. Został on wybrany w celu umożliwienia zastosowania



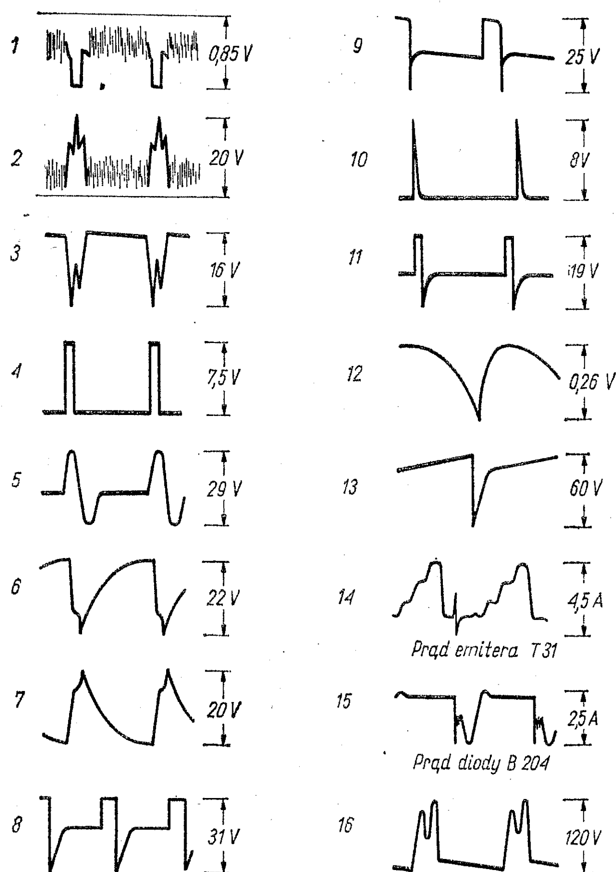
Rys. 5-3. Oscylogramy napięć w układzie z rys. 5-2. Przebiegi *1*, *2*, *3* i *13* mają częstotliwość ramki, pozostałe — częstotliwość linii

dużego napięcia zasilania przy stosunkowo małym napięciu dopuszczalnym tranzystorów dostępnych przy opracowywaniu odbiornika. Dodatkową korzyścią połączenia szeregowego tranzystorów jest rozłożenie mocy strat na dwa tranzystory. Przebiegi impulsowe w układzie odchylania przedstawiono na rys. 5-3.

5.3 Odbiornik przenośny firmy Loewe-Opta typu „Optaport 43305"

W odbiorniku „Optaport 43305" (rys. ■ 5-4 ■), podobnie jak w poprzednich, zastosowano tranzystory germanowe. Kineskop o przekątnej 25 cm i kącie odchylania 90° wymaga stosunkowo małego sygnału wizyjnego. Głowica zakresu decymetrowego zawiera dwa tranzystory mesa; pierwszy pracuje jako wzmacniacz wielkiej częstotliwości, drugi — jako mieszacz samodrgający. Strojenie w zakresie decymetrowym odbywa się za pomocą kondensatorów zmiennych; głowica zakresu metrowego ma przełącznik bębnowy. Przełączanie zakresów odbywa się przez przełączanie tylko napięcia zasilającego. Przy odbiorze w zakresie IV i V mieszacz zakresu metrowego (tranzystor *T4*) pracuje jako pierwszy stopień wzmacniacza pośredniej częstotliwości. Umożliwia to wyrównanie mniejszego wzmocnienia głowicy zakresu decymetrowego. Obwód kolektorowy tranzystora *T4* łączy się z resztą wzmacniacza pośredniej częstotliwości przez odczep o impedancji 60 Ω. Przed tranzystorem *T6* zostały umieszczone pułapki częstotliwości nośnej wizji sąsiedniego kanału 31,9 MHz, fonii sąsiedniego kanału 40,4 MHz oraz fonii odbieranego kanału 33,6 MHz. Jeszcze jedna pułapka, na częstotliwość fonii sąsiedniego kanału, znajduje się między tranzystorem *T7* i *T8*.

Wzmacniacz pośredniej częstotliwości ma cztery stopnie neutralizowane. Poszczególne stopnie łączą się ze sobą przez zwieracze, umieszczone w gniazdkach. Wyjęcie zwieracza umożliwia wyłączenie poprzednich stopni, ułatwiając zestrajanie wzmacniacza i izolację wadliwie działającego stopnia. Pierwsze dwa stopnie wzmacniacza pośredniej częstotliwości mają regulowane wzmocnienie przez zwiększanie prądu kolektora. Zakres regulacji wynosi 60 dB. Regulacja wzmacniacza wielkiej częstotliwości zwiększa zakres regulacji do 80 dB. Pierwszy stopień wzmacniacza wizyjnego (*T10*) pracuje jednocześnie również jako wzmacniacz pośredniej częstotliwości fonii. Odbiornik umożliwia odbiór stacji ultrakrótkofalowych. Zostają przy tym odłączone stopnie potrzebne jedynie do odbioru telewizyjnego. Do regulacji kontrastu służy potencjometr umieszczony w obwodzie kolektoro-



Rys. 5-5. Oscylogramy napięć i prądów w układach odchylania odbiornika Optaport. Przebiegi 10 do 13 mają częstotliwość 50 Hz, pozostałe — częstotliwość 15625 Hz

wym stopnia wyjściowego wzmacniacza wizyjnego. Z emiterem tego stopnia jest połączony separator impulsów synchronizacji z tranzystorem *T19*. Prześledzenie działania układów odchylania ułatwią oscylogramy przedstawione na rys. 5-5.

Układ odchylania pionowego tworzy tranzystor *T20*, generator samodławny z tranzystorem *T26* i dwustopniowy wzmacniacz *T27* i *T28*. W układzie odchylania poziomego pracuje tranzystor *T21*, diodowy dyskryminator fazy, tranzystory *T22* i *T23* tworzące układ Darlingtona, generator z tranzystorem *T24*, wzmacniacz z tranzystorem *T25* oraz tranzystor wyjściowy *T31*. Tranzystor *T22* jest elementem krzemowym, co jest istotne z punktu widzenia ograniczenia prądu zerowego układu Darlingtona.

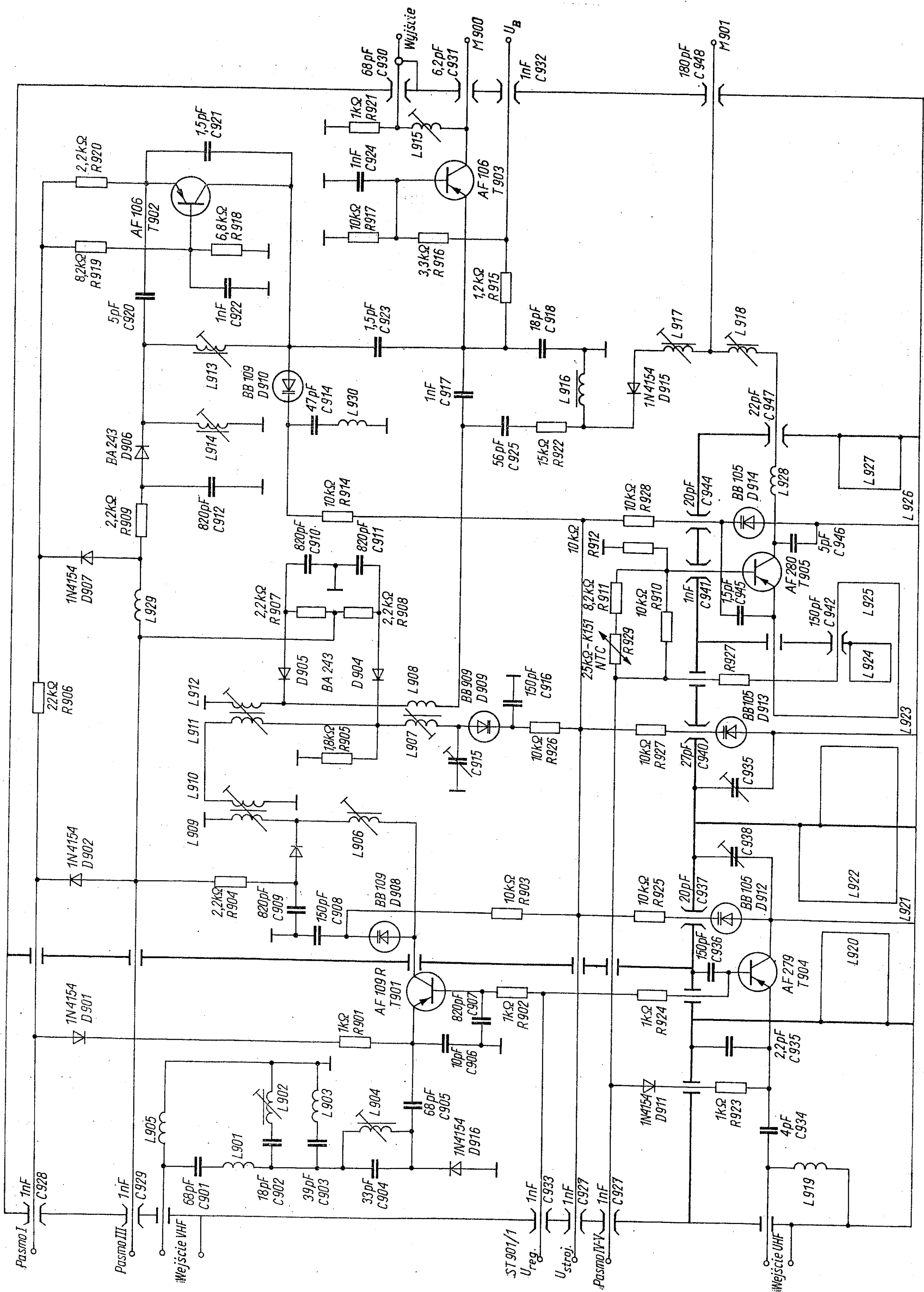
Zasilacz ma stabilizowane napięcie wyjściowe, przez co prąd ładowania akumulatora stopniowo maleje w miarę wzrostu ładunku. Przy prądzie ładowania, wynoszącym 90 mA i dalszym wzroście napięcia na akumulatorze, działa wyłącznik elektromagnetyczny, przerywając obwód ładowania i zapobiegając gazowaniu akumulatora.

5.4 Odbiornik firmy Telefunken typu Porti 1200

W telewizorze „Porti 1200” firmy Telefunken (rys. ■ 5-6 ■) jedynym aktywnym elementem próżniowym jest kineskop o przekątnej 30 cm, zasilany napięciem 11 kV, z prostownika półprzewodnikowego. Odbiornik może być zasilany z sieci albo z akumulatora 12 V, przy czym pobór prądu wynosi 1 A. Liczba tranzystorów wynosi 34, liczba diod — 33.

Sygnał z anteny jest doprowadzony do głowicy, pokrywającej wszystkie zakresy telewizyjne przy zastosowaniu przełączania i strojenia elektronicznego. Schemat głowicy przedstawiono na rys. 5-7. Dla zakresu UHF zastosowano wejście symetryczne o impedancji 240 Ω. Na zakresie VHF użytkownik ma do dyspozycji wejście symetryczne 240 Ω i współosiowe 60 Ω. Wbudowana antena dla zakresu metrowego ma postać pręta teleskopowego, natomiast na zakresie decymetrowym korzysta się z anteny kołowej o obwodzie w równym przybliżeniu długości fali. Głowica zawiera trzy stopnie dla zakresu VHF i dwa dla zakresu UHF. W obu przypadkach są przestrajane trzy obwody. Odbywa się to za pośrednictwem diod pojemnościowych typu BB 109 lub BB 105. W pasmie III zostaje zwarta część indukcyjności obwodów przez nasycenie diod przełącznikowych typu BA 243. Wzmacniacz pośredniej częstotliwości zawiera trzy stopnie. Dzięki zastosowaniu nowoczesnych tranzystorów krzemowych unika się konieczności neutralizacji wzmacniacza. Jedynie pierwszy stopień (*T113*) jest objęty regulacją wzmocnienia. Służy on równocześnie jako wtórnik emiterowy dla napięcia regulacji umocnienia głowicy. Napięcie regulacyjne dla wzmacniaczy w.cz. zostaje doprowadzone do głowicy przez stopień z tranzystorem *T118*, wyznaczający próg działania regulacji dzięki polaryzacji emitera tego tranzystora napięciem z dzielnika. Napięcie regulacyjne uzyskuje się w sposób konwencjonalny, przez kluczowany detektor z tranzystorem *T119*. Trzeci stopień wzmacniacza pośredniej częstotliwości, razem z filtrem i detektorem wizyjnym, został umieszczony w kubku ekranującym dla uchronienia układu przed wpływem obcych pól zakłócających.

Dwustopniowy wzmacniacz pośredniej częstotliwości fonii ma oryginalny układ z bezpośrednim sprzężeniem między tranzystorami *T206* i *T207* i dwuobwodowymi filtrami, umieszczonymi jedynie na wejściu i wyjściu wzmacniacza. Cały zespół mieści się w dwóch kubkach ekranujących. We wzmacniaczu małej częstotliwości pracują tranzystory germanowe. Ze



Rys. 5-7. Schemat głowicy telewizora Porti 1200

względu na stosunkowo duży pobór prądu tego stopnia, zależny od wysterowania, korzysta on z osobnego stabilizatora napięcia z tranzystorem *T212*. Napięcie odniesienia dla tego stabilizatora pochodzi z głównego stabilizatora napięcia 10,5 V. Tranzystor *T213* w połączeniu diodowym, umieszczony na wspólnym radiatorze z tranzystorami wyjściowymi, stabilizuje prądu spoczynkowy stopnia wyjściowego przy zmianach temperatury.
Wzmacniacz wizyjny z tranzystorem *T517* otrzymuje zasilanie z odczepu transformatora wysokiego napięcia. Z tego samego źródła o napięciu 84 V jest zasilana dioda stabilizująca napięcie dla układu strojenia głowicy.
Tranzystory *T420* i *T421* pracują w układzie selektora impulsów synchronizacji. Tranzystor *T422* wzmacnia impulsy synchronizacji ramki, doprowadzone następnie do multiwibratora z tranzystorami *T423* i *T424*. Impulsy z tego generatora sterują dwustopniowy wzmacniacz odchylania pionowego z tranzystorem krzemowym *T425* i germanowym *T426*. Sprzężenie zwrotne w tym wzmacniaczu poprawia liniowość przebiegu prądu w cewkach odchylających. Stopień wyjściowy ma zasilanie równoległe, a kondensator *C470* oddziela cewki odchylające od obwodu prądu stałego. Impulsy synchronizacji zostają doprowadzone również do niesymetrycznego dyskryminatora fazy z diodami *D414*, *D415*. Napięcie z dyskryminatora steruje przez tranzystor *T430* generator sinusoidalny z tranzystorem *T431*. W stopniu wyjściowym odchylania poziomego również pracuje tranzystor germanowy, sterowany transformatorowo.

5.5 Odbiornik telewizyjny firmy Voxson typu T 1102

Telewizor T1102 angielskiej firmy Voxson (rys. ■ 5-8 ■) z kineskopem 28 cm został zrealizowany przy zastosowaniu tranzystorów krzemowych i jednego układu scalonego, który pełni funkcję wzmacniacza małej częstotliwości. Głowica wspólna dla wszystkich zakresów telewizyjnych ma przełączanie za pomocą diod. Strojenie głowicy odbywa się za pośrednictwem waraktorów przy użyciu czterech potencjometrów programujących włączanych klawiszami. Wzmacniacz pośredniej częstotliwości z tranzystorami *T100* do *T103* cechuje zastosowanie aperiodycznego sprzężenia między pierwszym i drugim oraz trzecim i czwartym stopniem. Dwustopniowy wzmacniacz pośredniej częstotliwości fonii, *T200, T201,* ma sprzężenie bezpośrednie. Wzmacniacz wizyjny z tranzystorem *T105* steruje siatkę kineskopu, a nie katodę, jak to jest zazwyczaj przyjęte. W obwodzie katody umieszczono regulację jaskrawości oraz układ wygaszania powrotnego przebiegu plamki. Tranzystor *T602* dostarcza napięcia sterującego kluczowanej regulacji wzmocnienia, tranzystor *T601* pracuje jako wzmacniacz napięcia regulacyjnego przed jego doprowadzeniem do pierwszych dwóch stopni wzmacniacza pośredniej częstotliwości. Pierwszy stopień tego wzmacniacza pracuje jako wtórnik emiterowy dla napięcia regulacyjnego doprowadzonego do głowicy za pośrednictwem tranzystora *T600*.
Impulsy synchronizacji wydziela prosty układ z tranzystorem *T303*. Tranzystor *T300* wzmacnia impulsy synchronizacji ramki. Dodatnie impulsy synchronizacji ramki zostają doprowadzone do bazy generatora z tranzystorem *T301*.
Wzmacniacz odchylania pionowego zawiera tranzystory *T302* i *T501*. Pierwszy z nich pracuje jako wtórnik emiterowy z wyjściem połączonym bezpośrednio z bazą tranzystora *T501*. Układ odchylania poziomego zawiera niesymetrycznie sterowany diodowy dyskryminator fazy, generator samodławny z tranzystorem *T304*, transformatorowy wzmacniacz *T305* oraz tranzystor wyjściowy *T400*. Cewki odchylania poziomego są sprzężone z tranzystorem przez kondensator, a obwód kolektorowy otrzymuje zasilanie przez uzwojenie pierwotne transformatora wysokiego napięcia. Transformator dostarcza także napięć dla pozostałych elektrod kineskopu, wzmacniacza wizyjnego oraz przebiegów impulsowych dla układu regulacji wzmocnienia.
Stałe napięcie zasilania jest stabilizowane przez układ tranzystorów *T700, T701* i *T500*. Ostatni z nich pełni rolę tranzystora szeregowego. Przy zasilaniu telewizora napięciem 12 V pobór prądu wynosi 1 A.

5.6 Odbiornik telewizyjny firmy Philips typu 19 TX 430 AT/22 Raffael Transistor

Odbiornik o układzie pokazanym na rys. ■ 5-9 ■ stanowi ilustrację możliwości wczesnego zastosowania tranzystorów germanowych. Mimo zastosowania stosunkowo dużego kineskopu (47 cm), odbiornik został zbudowany jako przenośny z zasilaniem przystosowanym do napięcia 12 V prądu stałego. Przy zasilaniu z sieci prądu zmiennego transformator obniża napięcie, które po wyprostowaniu dwupołówkowym ma również wartość 12 V i jest doprowadzone do stabilizatora, używanego również przy zasilaniu z akumulatora. Tranzystor szeregowy stabilizatora, *T1* umieszczony został w przewodzie ujemnym zasilacza.
Głowica dla pasma I i III (tranzystory *T61* do *T63*) ma układ konwencjonalny z przełącznikiem

bębnowym, natomiast w głowicy dla pasma IV i V, zawierającej tranzystory *T51* i *T52*, strojenie odbywa się w sposób płynny za pomocą poczwórnego kondensatora zmiennego. Zasilanie i wyjścia obu układów przemiany przełącza się przełącznikiem klawiszowym. Wzmacniacz pośredniej częstotliwości zawiera cztery stopnie neutralizowane. Dwa pierwsze stopnie z tranzystorami *T15* i *T16* mają regulowane wzmocnienie. Napięcie sterujące, uzyskane w układzie z tranzystorami *T22* i *T23*, ustala bezpośrednio punkt pracy tranzystora *T16*, natomiast napięcie z emitera tego tranzystora wpływa na wzmocnienie tranzystora *T15*; napięcie z emitera tego ostatniego steruje przez układ progowy z tranzystorem *T26* wzmocnienie stopnia wielkiej częstotliwości głowicy VHF, względnie UHF. Napięcie z emitera tranzystora *T16* służy również do sterowania wzmocnienia pierwszego stopnia wzmacniacza wizyjnego z tranzystorem *T19*. Napięcia automatyki dostarcza układ kluczowany impulsami synchronizacji. Napięcie impulsowe do sterowania układu pochodzi z separatora impulsów synchronizacji z tranzystorem *T30*.

Układ z diodą *D11* i tranzystorami *T20* i *T31* służy do ograniczenia wpływu zakłóceń impulsowych na separator. Sygnał częstotliwości pośredniej zostaje doprowadzony do diody spolaryzowanej niewielkim napięciem zaporowym. Przy braku zakłóceń układ nie działa, a tranzystor *T31* pozostaje nasycony. Przy wystąpieniu zakłóceń, nałożonych na impulsy synchronizacji, dioda *D11* zaczyna przewodzić i powoduje krótkotrwałe odcięcie tranzystora *T31*. Wstępna polaryzacja diody sprawia, że przy niezbyt wielkiej amplitudzie zakłóceń układ reaguje jeszcze poprawnie na impulsy synchronizacji, a przy małym poziomie zakłóceń, który jeszcze nie grozi utratą synchronizacji — punkt pracy tranzystora *T30* pozostaje niezmieniony.

Tranzystory *T19* i *T21* pracują dla sygnału wizyjnego jako wtórniki emiterowe. Napięcie wizyjne z emitera tranzystora *T21* steruje stopień wyjściowy wzmacniacza wizyjnego, złożony z dwóch tranzystorów *T24* i *T25* połączonych szeregowo w celu zapewnienia bezpiecznej pracy przy stosunkowo wysokim napięciu, koniecznym dla wysterowania kineskopu. Katoda kineskopu ma sprzężenie bezpośrednie ze wzmacniaczem. Dioda *D12* ustala napięcie na katodzie na poziomie około −10 V w celu wygaszenia plamki na ekranie, kiedy jeszcze po wyłączeniu pracują układy odchylające.

Sygnał pośredniej częstotliwości fonii zostaje odprowadzony sprzed detektora wizji. Dla uzyskania sygnału o częstotliwości 5,5 MHz zastosowano osobny detektor z diodą *D5*. Wzmacniacz pośredniej częstotliwości fonii zawiera tranzystory *T6* do *T8* i 7 obwodów. Wzmacniacz małej częstotliwości różni się od rozwiązań ogólnie przyjętych zastosowaniem stopnia wyjściowego, pracującego w klasie A i zawierającego tylko jeden tranzystor. Wejście tranzystora *T11* jest sprzężone z poprzednim stopniem przez transformator, natomiast głośnik o impedancji 50 Ω umieszczono bezpośrednio w obwodzie kolektora.

W układzie odchylania poziomego impulsy synchronizacji z separatora zostają przed doprowadzeniem do dyskryminatora fazowego z diodami *D17*, *D18*, poddane formowaniu przez tranzystory *T32* do *T34*. Uzyskuje się w ten sposób źródło impulsów synchronizacji o małej impedancji, niesymetryczne względem masy. Drugi sygnał dla dyskryminatora fazowego pochodzi z uzwojeń transformatora wyjściowego i jest doprowadzony symetrycznie. Napięcie z wyjścia dyskryminatora łączy się przez filtr z bazą tranzystora reaktancyjnego *T35*, który wpływa na częstotliwość generatora sinusoidalnego z tranzystorem *T36*. Impulsy z generatora, po wzmocnieniu przez tranzystor *T37* i równolegle połączone tranzystory *T38* i *T44*, sterują szeregowo połączone tranzystory wyjściowe *T41* i *T42*. Tranzystory *T43*, *T39* i *T40*, połączone jako diody, służą do kompensacji temperaturowej punktu pracy.

Również układ odchylania pionowego odbiega od typowych rozwiązań. Rozbudowa układu zapewnia dużą stabilność i liniowość odchylania. Przebieg impulsowy o częstotliwości ramki wytwarzają tranzystory *T48* i *T49*, tworzące multiwibrator niesymetryczny. Dla zwiększenia zakresu przechwytywania generatora, częstotliwość generatora jest regulowana za pośrednictwem tranzystora *T47* przez detektor fazowy z tranzystorem *T46*.

5.7 Odbiornik telewizyjny typu UPT-61-II-1/2 „Elektron”

Radziecki odbiornik telewizyjny „Elektron” (rys. ■ 5-10 ■) jest urządzeniem całkowicie tranzystorowym, przeznaczonym do zasilania wyłącznie z sieci prądu zmiennego. Odbiornik zawiera głowicę z przełącznikiem bębnowym dla zakresu metrowego i z poczwórnym kondensatorem zmiennym dla zakresu decymetrowego. Na wejściu głowicy zakresu VHF znajduje się filtr, eliminujący częstotliwość pośrednią i sygnały, leżące poniżej sygnałów użytecznych. Częstotliwość generatora tej głowicy można dostrajać potencjometrem za pośrednictwem diody pojemnościowej. Pierwszy stopień wzmacniacza pośredniej częstotliwości zawiera tranzystor ger-

manowy (*2T1*), następny stopień ma układ kaskody z dwoma tranzystorami krzemowymi (*2T2* i *2T3*), w trzecim stopniu pracuje pojedynczy tranzystor krzemowy *2T4*. Automatyczna regulacja wzmocnienia działa na pierwszy stopień wzmacniacza pośredniej częstotliwości i przez tranzystor *2T10* — na wzmacniacze wielkiej częstotliwości. Tranzystor *2T8* pracuje jako kluczowany detektor napięcia automatyki, a tranzystor *2T9* wzmacnia uzyskane w ten sposób napięcie sterujące. Wzmacniacz wizyjny zawiera dwa stopnie z tranzystorami *2T5* i *2T6*. Pierwszy z nich pracuje jako wtórnik dla sygnału wizyjnego, sterującego stopień wyjściowy. Z kolektora tego tranzystora steruje się separator impulsów synchronizacji z tranzystorem *2T7*.

Pierwszy stopień pośredniej częstotliwości fonii tworzy układ kaskodowy z tranzystorami *2T11* i *2T12*, podobny do zastosowanego we wzmacniaczu pośredniej częstotliwości wizji. Dioda *2D8* pełni funkcję ogranicznika amplitudy. W drugim stopniu wzmacniacza pracuje tranzystor *2T13* w układzie z uziemioną bazą. W połączeniu z układem kaskodowym tworzy on wzmacniacz łatwy do zestrojenia i stabilny w każdych warunkach bez konieczności stosowania neutralizacji albo specjalnych tranzystorów.

Sygnał małej częstotliwości, uzyskany z detektora stosunkowego, zostaje wzmocniony przez trzystopniowy wzmacniacz z tranzystorami *2T14* do *2T16*. Przy włączeniu słuchawek są czynne jedynie dwa pierwsze stopnie, a baza tranzystora *2T16* zostaje odłączona zarówno od źródła sygnału, jak i od napięcia polaryzacji. Przy korzystaniu z głośników tranzystory germanowe *2T15* i *2T16* mają sprzężenie bezpośrednie z układem stabilizacji punktu pracy przy użyciu termistora. Regulacja barwy głosu, oddzielna dla tonów niskich i wysokich i umieszczona w obwodzie sprzężenia zwrotnego, działa jedynie przy odbiorze z włączonymi głośnikami.

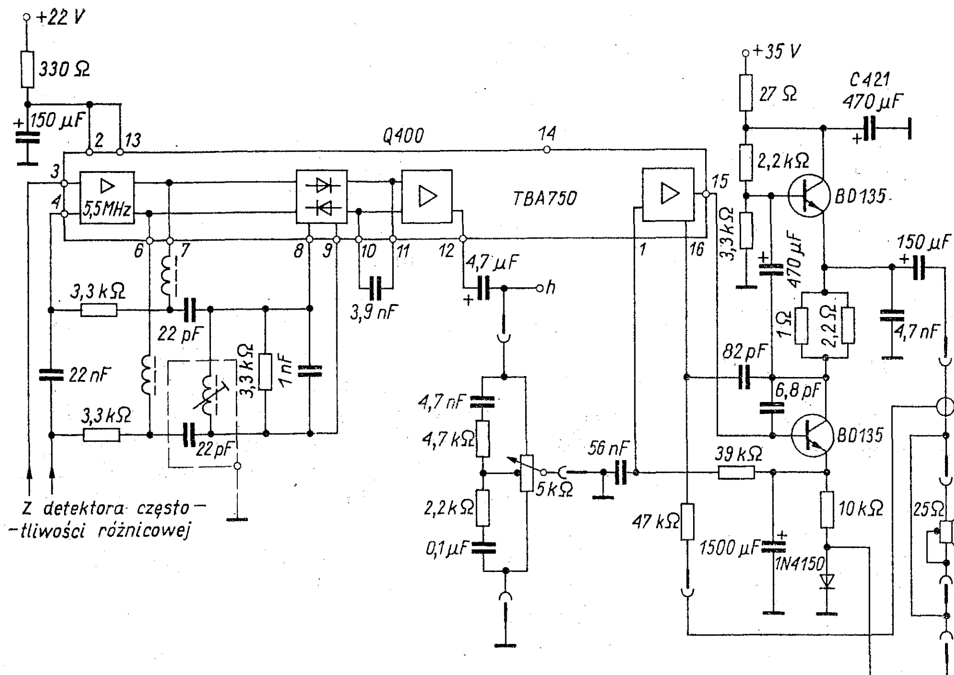
Układ odchylania pionowego zawiera multiwibrator z tranzystorami przeciwstawnymi *3T6* i *3T7* synchronizowany bezpośrednio impulsami wzmocnionymi przez tranzystor *3T5*. Przebieg z generatora steruje bazę tranzystora wyjściowego *3T9*. Regulacje amplitudy prądu w cewkach odchylających rozwiązano na drodze zmiany ujemnego sprzężenia zwrotnego przez tranzystor *3T8*. W układzie odchylania poziomego tranzystor *3T9* wytwarza impulsy o przeciwnych fazach dla sterowania dyskryminatora fazy. Napięcie z dyskryminatora po wygładzeniu i wzmocnieniu przez tranzystor *3T2* steruje generator samodławny z tranzystorem *3T3*, wytwarzającym przebieg zbliżony do prostokątnego o stosunkowo dużej długości impulsów i niewielkim nachyleniu zbocza. Po wzmocnieniu przez tranzystor *3T4*, zróżniczkowaniu przez transformator i obcięciu impulsów ujemnych, uzyskuje się krótkie i strome impulsy, które sterują bazę tranzystora wyjściowego *3T10*.

5.8 Odbiornik telewizyjny firmy Philips typu Raffael Junior (17 B 320)

Schemat odbiornika typu 17 B 320 firmy Philips przedstawiony na rys. ■ 5-11 ■ stanowi interesujący przykład uproszczenia konstrukcji, możliwego do osiągnięcia dzięki zastosowaniu układów scalonych. Odbiornik ma konstrukcję modułową. Niektóre moduły są lutowane do płyty podstawowej, a niektóre mają połączenia wtykowe.

Współosiowe gniazdko wejściowe łączy się z obu głowicami przez układ rozdzielający. Podobnie łączą się wyjścia obu głowic ze wzmacniaczem pośredniej częstotliwości. Przełączanie zakresów odbywa się klawiszami, które przełączają napięcia doprowadzone do głowic. Strojenia dokonuje się za pośrednictwem diod pojemnościowych, sterowanych napięciem z zespołu 6 potencjometrów włączanych klawiszami, umożliwiającego wybranie jednej z sześciu stacji.

Wzmacniacz pośredniej częstotliwości mieści się w dwóch modułach, umieszczonych w kubkach ekranujących. Pierwszy moduł ma na wejściu pułapki częstotliwości kanałów sąsiednich i częstotliwości fonii odbieranego kanału. Oba tranzystory objęte są automatyczną regulacją wzmocnienia. Drugi moduł zawiera stopień wyjściowy oraz dwa detektory. Jeden detektor służy do otrzymywania sygnału wizyjnego, drugi — sprzężony z kolektorem tranzystora — jest przeznaczony do uzyskiwania różnicowej częstotliwości fonii. Zastosowanie oddzielnych diod detekcyjnych ułatwia uniknięcie wzajemnego oddziaływania sygnału wizji i fonii i poprawienie jakości odtwarzania dźwięku. W torze fonii (rys. 5-12) większość elementów aktywnych jest zawarta w układzie scalonym *Q400*. Po wzmocnieniu częstotliwości różnicowej i detekcji częstotliwościowej, sygnał małej częstotliwości zostaje poddany wzmocnieniu w dwóch stopniach, między którymi jest umieszczony potencjometr siły głosu. Stopień końcowy składa się z dwóch tranzystorów, pracujących przeciwsobnie w klasie A. Układ wzmacniacza mocy jest prosty i ma tę jeszcze zaletę, że prąd pobierany z zasilacza nie zależy od wysterowania. Tranzystory są sterowane w przeciwnej fazie, dzięki rezystancji włączonej między kolektor dolnego tranzystora i emiter górnego. Punkt pracy wzmacniacza określa sprzężenie zwrotne dla prądu stałego,



Rys. 5-12. Zespół fonii w odbiorniku 17 B 320

obejmujące stopień mocy i ostatni stopień wzmacniacza w układzie scalonym. Druga pętla sprzężenia zwrotnego działa dla częstotliwości akustycznych.

Sygnał wizyjny jest wzmocniony w układzie scalonym *Q570* (rys. [redacted] 5-11 [redacted]) i w stopniu wyjściowym wzmacniacza wizyjnego.

Układ scalony typu TBA 900 m. in. wytwarza napięcie regulacji wzmocnienia wzmacniacza pośredniej częstotliwości (wyprowadzenie 7), oraz opóźnione napięcie regulacji dla wzmacniaczy wielkiej częstotliwości, wyprowadzone przez końcówkę *6*. Zewnętrzna dioda stabilizacyjna wyznacza wartość napięcia regulacyjnego odpowiadającego maksymalnemu wzmocnieniu wzmacniacza wielkiej częstotliwości. Inną funkcją układu *Q570* jest separacja impulsów synchronizacji, formowanie napięcia sterującego częstotliwość generatora układu odchylania poziomego, oraz wydzielanie i wzmacnianie impulsów synchronizacji pionowej. Generator układu odchylania poziomego został zrealizowany bez indukcyjności, przy zastosowaniu układu scalonego *Q580*. Napięcie sterujące częstotliwość generatora, doprowadzone do końcówki *3* układu scalonego, przechodzi przez filtr dolnoprzepustowy. Końcówki *d* i *e* tego filtru umożliwiają dołączenie elementów zewnętrznych dla zmniejszenia stałej czasowej przy współpracy telewizora z urządzeniem do odtwarzania obrazu z płyt lub taśmy. Dla ułatwienia rozruchu generatora, napięcie zasilające, oznaczone „+11", pobiera się bezpośrednio ze źródła napięcia 210 V. Przebieg z generatora steruje bazę tranzystora BF 336 przez rezystor zabezpieczający przed przedostaniem się wysokiego napięcia z obwodu tranzystora do układu scalonego. Tranzystor ma obwód kolektora zasilany napięciem 210 V i steruje bazę stopnia wyjściowego przez transformator o przekładni 25 : 1. Tranzystor wyjściowy BU 205 spełnia również rolę diody, zamykającej obwód uzwojenia pierwotnego transformatora wyjściowego przy zaniku pola magnetycznego. Prostowanie impulsów wysokiego napięcia dla zasilania anody kineskopu odbywa się za pomocą prostownika selenowego TV18. Generator odchylania pionowego zawiera programowany tranzystor jednozłączowy typu BR 101. Częstotliwość ustawia się dzielnikiem w obwodzie bramki (*R706*). Do bramki są doprowadzone również impulsy synchronziacji. Ustawianie amplitudy i liniowości przebiegu sterującego odbywa się za pomocą potencjometrów w obwodzie anody. Przebieg z generatora po wzmocnieniu przez dwa stopnie ze sprzężeniem galwanicznym steruje stopień przeciwsobny z tranzystorami przeciwstawnymi, pracujący w klasie B. Napięcie sprzężenia zwrotnego doprowadzone do emitera tranzystora BC 157 stabilizuje punkt pracy wzmacniacza i wysokość obrazu oraz koryguje liniowość odchylania przez nadanie przebiegowi prądu w cewkach kształtu zbliżonego do litery S.

Zasilacz (rys. 5-13) jest połączony z siecią przez prostownik mostkowy, na którego wyjściu znajduje się kondensator 220 µF. Chassis telewizora nie może w tym układzie mieć zerowego napięcia względem ziemi, ułatwia to jednak filtro-



Rys. 5-13. Schemat zasilacza w odbiorniku 17 B 320

wanie wyprostowanego napięcia. Napięcie wyjściowe +210 V jest stabilizowane tranzystorem szeregowym BDY 20. Napięcie odniesienia pochodzi z diody stabilizacyjnej *D609*. W celu zmniejszenia obciążenie tranzystora szeregowego i zabezpieczenia go przed zniszczeniem w przypadku nadmiernego prądu pobieranego przez odbiornik zastosowano rezystory szeregowe i równoległe. Zmniejszenie reaktancji górnej części dzielnika w obwodzie bazy tranzystora sterującego BF 337 zmniejsza tętnienia napięcia na wyjściu stabilizatora. Tranzystor BC 328 stabilizuje napięcie +12,7 V. Wartości napięć 22,5 i 34,8 V zostały dobrane za pomocą rezystorów szeregowych. Dla oszczędności w układzie zasilania i uniknięcia konieczności stosowania zbyt wysokich napięć, stopień wyjściowy odchylania poziomego został połączony szeregowo z równolegle połączonymi wzmacniaczami odchylania pionowego i małej częstotliwości. W celu uchronienia tych stopni i innych stopni niskonapięciowych od zniszczenia w przypadku przebicia tranzystora wyjściowego odchylania poziomego, zastosowano układ zabezpieczający z diodą *D301* w obwodzie bazy tranzystora BF 337. Gdy ta dioda zaczyna przewodzić wskutek wzrostu napięcia w obwodach niskonapięciowych, tranzystor BF 337 zostaje nasycony, powodując zmniejszenie napięcia na wyjściu +210 V zasilacza.

5.9 Odbiornik telewizyjny firmy RFT typu Color 21

Odbiornik Color 21 (rys. ■ 5-14 ■) jest przystosowany do odbioru sygnału telewizji kolorowej w systemie SECAM według standardu CCIR w zakresie I, III i IV. Zastosowano elektroniczne przełączanie zakresów i strojenie elektroniczne głowicy.

Odbiornik jest pełnotranzystorowy. Poszczególne zespoły tworzą oddzielne moduły, zmontowane na płytkach drukowanych jednakowej wielkości, umocowanych za pomocą stalowych ramek. Takie rozwiązanie znacznie podnosi niezawodność, ułatwia naprawy i przedłuża czas życia kosztownego urządzenia.

Głowica wspólna dla trzech zakresów ma oddzielne wejścia współosiowe dla anteny na zakres metrowy i decymetrowy. Strojenie odbywa się za pomocą pięciu potencjometrów, włączanych oddzielnymi klawiszami. Można w ten sposób ustawić jedną częstotliwość w zakresie I, dwie w zakresie III i dwie w zakresie IV. Napięcie zasilające potencjometry stabilizuje układ scalony MAA 550 (czechosłowacki odpowiednik typu TAA 550). Do strojenia zastosowano diody pojemnościowe typu BB 105, a do przełączania — diody SA 301 i SA 311. W zakresie metrowym pracują tranzystory GF 145, a w zakresie decymetrowym — GF 147. Odbiornik został wyposażony w układ automatycznego dostrajania, czynny na wszystkich zakresach. Napięcie regulacji pochodzi z oddzielnego układu z tranzystorem *T207*, który dodatkowo wzmacnia sygnał pośredniej częstotliwości wizji przed jego doprowadzeniem do dyskryminatora z diodami *D207* i *D208*. W celu zapewnienia dokładnego dostrojenia, charakterystyka regulacji ma dużą stromość. Zbyt duża wartość napięcia regulacji mogłaby powodować zmiany częstotliwości w za-

kresie kilku kanałów, szczególnie na zakresie decymetrowym. Temu niepożądanemu zjawisku zapobiega ogranicznik z diodami krzemowymi *D101* i rezystorem *R105*. W zakresie metrowym wartość napięcia regulacji może być większa, dlatego skuteczność ograniczania zmniejsza w tym przypadku włączenie rezystora *R106*.
Działanie układu automatycznej regulacji częstotliwości jest pożądane jedynie wtedy, kiedy odbiornik odbiera sygnał danej stacji. W tym celu by układ nie utrudniał przestrajania odbiornika z jednego kanału na drugi i nie reagował na przypadkowe sygnały zakłócające, zastosowano automatyczne wyłączanie układu dostrajania za pomocą tranzystora *T607*, sterowanego napięciem uzyskanym przez wyprostowanie impulsów synchronizacji poziomej, występujących na kolektorze tranzystora *T601*. Automatyczne dostrajanie można również wyłączyć przez zwolnienie klawisza, oznaczonego AFC. Ten sam klawisz służy również do załączania układu rozmagnesowywania maski kineskopu. Rozmagnesowanie odbywa się przez doprowadzenie do cewek rozmagnesowujących *L2* i *L3* prądu z transformatora sieciowego i stopniowe zmniejszanie wartości tego prądu. Wykładnicze malenie prądu zostało uzyskane przez obciążenie mostka prostowniczego z diodami *D2*, włączonego w szereg z cewkami, kondensatorem elektrolitycznym o dużej pojemności, *C5*. Prąd ładowania kondensatora, a tym samym prąd przemienny płynący przez cewki, maleje w miarę wzrostu napięcia na kondensatorze.
Sygnał pośredniej częstotliwości z głowicy zostaje wzmocniony przez trzystopniowy wzmacniacz z tranzystorami *T201* do *T203*. Ostatnie dwa stopnie mają neutralizację. Wzmocnienie tranzystora *T201* steruje napięcie kluczowanej regulacji wzmocnienia, wytworzone w układzie z tranzystorem *T312* i wzmocnione przez tranzystor *T313*. Napięcie sterujące zmienia się od −5 V bez sygnału do −16 V przy maksymalnym sygnale. Wzmacniacze wielkiej częstotliwości są sterowane napięciem regulacyjnym, które zmienia się od +4 V bez sygnału wejściowego do +10 V przy maksymalnej wartości sygnału. Detekcja sygnału pośredniej częstotliwości wizji odbywa się za pomocą diody *D201*, a z detektora z diodą *D202* uzyskuje się sygnał częstotliwości różnicowej fonii. Częstotliwość różnicowa fonii jest wzmacniana i ograniczona w dwóch stopniach z neutralizacją, w których pracują tranzystory *T205* i *T206*. Po detekcji w detektorze stosunkowym otrzymuje się sygnał małej częstotliwości, który przez potencjometr siły głosu zostaje doprowadzony do wzmacniacza mocy z tranzystorami *T851* do *T857*, pracującego w klasie A i dostarczającego do głośnika mocy 2,5 W. Tranzystor *T853* dzieli sygnał sterujący stopień końcowy na dwa przebiegi o przeciwnych fazach. Stopień ten ma sprzężenie zwrotne typu „bootstrap".
Wytwarzanie wysokich napięć dla ogniskowania i przyspieszania wiązki elektronów w kineskopie zostało oddzielone od funkcji odchylania poziomego. W układzie generatora wysokiego napięcia pracują tranzystory *T800*, *T801*, *T881* i *T882*. Sygnał sterujący pochodzi z obwodu kolektora tranzystora wyjściowego odchylania poziomego *T1*. Uzyskano w ten sposób zabezpieczenie kineskopu przed wypaleniem ekranu w przypadku defektu w układzie odchylania poziomego. Stabilizację wysokiego napięcia uzyskano przez sterowanie tranzystorów *T800* i *T801* sygnałem, uzyskanym przez sumowanie napięcia wzorca w postaci diody *D806* i napięcia z dzielnika rezystorowego, zasilanego z pierwszego stopnia powielacza.
Tranzystor *T308* wydziela impulsy synchronizacji z sygnału wizyjnego. Impulsy synchronizacji z jego kolektora zostają doprowadzone do tranzystora *T601*, który przez transformator steruje dyskryminator fazy. Do dyskryminatora doprowadza się również przez transformator *Tr602* sygnał pobrany z układu odchylania.
Impulsy synchronizacji pionowej, wydzielone przez człon całkujący *RC* i wzmocnione przez tranzystor *T309* synchronizują w obwodzie kolektora generator samodławny z tranzystorem *T701*. Tranzystory *T702* i *T3* wzmacniają i linearyzują przebieg prądu w cewkach odchylających.
W układzie formującym przebiegi dla korekcji zbieżności dynamicznej pracują tranzystory *T51* do *T54*. Tranzystory *T51* i *T52* służą do ustawiania zbieżności barwy czerwonej i zielonej w kierunku pionowym, natomiast wzmacniacz różnicowy z tranzystorami *T53* i *T54* umożliwia ustawianie zbieżności dynamicznej dla strumienia niebieskiego w kierunku pionowym. Oddzielne uzwojenia transformatora wyjściowego, dostarczające przeciwnie skierowanych napięć odchylających i podział sygnału za pomocą diod umożliwiają niezależne ustawianie zbieżności w górnej i dolnej połowie obrazu. Tranzystory wykorzystuje się jedynie do nadawania odpowiedniego kształtu przebiegowi prądu odchylającego. W układzie zbieżności poziomej dynamicznej pracują elementy bierne i transduktor *TD1*.
Rola dekodera polega na wyodrębnieniu z sygnału wizyjnego SECAM sygnału luminancji, odpowiadającemu sygnałowi wizyjnemu w telewizji czarno-białej, oraz trzech sygnałów, zawierających informacje o barwie. Sygnał *R* pobudza plamki luminoforu, wytwarzające światło czerwone, sygnał *G* — plamki zielone, a sygnał

B — plamki niebieskie. Sygnał luminancji *Y* jest analogiczny z sygnałem wizyjnym czarno-białym, natomiast informacje o barwie elementów obrazu w postaci dwóch sygnałów różnicowych *R* — *Y* i *B* — *Y* są przesyłane za pośrednictwem modulacji częstotliwości i podnośnych, mieszczących się w pasmie, zajmowanym przez sygnał luminancji. W systemie SECAM przy przetwarzaniu sygnałów różnicowych stosuje się przełączniki elektroniczne, sterowane częstotliwością linii.
Tranzystor *T401* wzmacnia sygnał wizyjny, a obwód rezonansowy, połączony z jego emiterem, zapewnia deemfazę. Tranzystory *T402* do *T404* tworzą układ identyfikacji sygnału SECAM, zapewniający wyłączenie toru chrominancji, jeżeli odbierany sygnał nie ma cech sygnału SECAM, występujących w czasie dziewięciu linii identyfikacji. Dodatkowym zadaniem układu identyfikacji jest kontrola fazy przebiegu z przerzutnika sterującego przełącznik elektroniczny, który dokonuje komutacji sygnałów różnicowych. Tranzystory *T402* i *T403* pracują w układzie przerzutnika Schmitta. Przy braku impulsów identyfikacji w sygnale tranzystor *T403* pozostaje odcięty, a tranzystor *T402* jest nasycony. Podczas odbioru sygnałów telewizji kolorowej tranzystor *T403* pracuje w zakresie liniowym, stanowiąc drugi stopień wzmacniacza, sterujący linię opóźniającą o czasie opóźnienia równym czasowi trwania linii. Sygnał chrominancji przechodzi do przełącznika z diodami *D405* do *D408* dwiema drogami: bezpośrednią i opóźnioną przez linię opóźniającą *DL1* i tranzystor *T405*, wyrównujący tłumienie linii. Pracą przełącznika diodowego steruje sygnał prostokątny, formowany przez przerzutnik z tranzystorami *T406* i *T407*. Przerzutnik zmienia stan pod wpływem impulsów z transformatora wyjściowego układu odchylania poziomego, natomiast kontroli parzystości dokonuje układ identyfikacji przez kondensator *C428*. Przełącznik elektroniczny sprawia to, że mimo kolejnego nadawania obu sygnałów różnicowych, sygnał *R* — *Y* występuje zawsze w górnym torze dekodera, a sygnał *B* — *Y* — w dolnym torze. Dzięki linii opóźniającej oba sygnały występują na wyjściu dekodera równocześnie, co jest konieczne dla odtworzenia trzeciej informacji o barwie — sygnału różnicowego *G* — *Y*. W obu kanałach dekodera znajdują się ograniczniki diodowe z diodami *D409* do *D412* o poziomie ograniczania sterowanym za pomocą potencjometru *R922*, umożliwiającego ustawianie nasycenia. Potencjometrem *R473* wyrównuje się poziom sygnału w obu torach. Po wzmocnieniu przez tranzystory *T408* i *T409*, sygnały różnicowe *R* — *Y* i *B* — *Y*, zakodowane przez modulację częstotliwości podnośnych 4,250 MHz i 4,40625 MHz zostają przez dyskryminatory zamienione na sygnały różnicowe, które występują na wyjściu dekodera. Dalsze przetwarzanie sygnału odbywa się w macierzy, która dostarcza sygnałów *R*, *G* i *B*, oraz we wzmacniaczach wizyjnych, oddzielnych dla każdej barwy zasadniczej. Opóźnienie czasowe sygnału chrominancji w układzie dekodera jest skompensowane przez takie samo opóźnienie, wprowadzone do kanału luminancji przez linię *DL301*, o opóźnieniu kilkuset nanosekund.

5.10 Odbiornik telewizyjny firmy Graetz typu Exzellenz Color Electronic 2148

Odbiornik Exzellenz firmy Graetz (rys. ■ 5-15 ■) umożliwia odbiór programów telewizyjnych, nadawanych w systemie PAL według normy CCIR w zakresie od I do V. Nie licząc kineskopu, układ odbiornika zawiera 6 lamp i pobiera z sieci moc około 240 W. Liczba tranzystorów, zastosowanych w układzie, wynosi 68, a diod — 87. W torze pośredniej częstotliwości fonii pracuje jedyny układ scalony — TBA 120. W głowicach zastosowano strojenie i przełączanie diodowe. Pracują w nich tranzystory germanowe. Tranzystor *T102*, który przy odbiorze w zakresie I i III pełni rolę mieszacza, w zakresie decymetrowym jest wykorzystywany jako pierwszy stopień pośredniej częstotliwości. Napięcie automatycznego dostrajania pochodzi z dyskryminatora z diodami *D201* i *D202*, otrzymującego sygnał z dodatkowego stopnia wzmacniacza pośredniej częstotliwości z tranzystorem *T205*. W zakresie UHF napięcie automatycznej regulacji częstotliwości jest obniżone przez dzielnik. W szereg z napięciem dostrajania automatycznego zostaje włączone napięcie strojenia ręcznego, pochodzące z dołączonego potencjometru np. *R1002*. Po to by zakres dostrajania automatycznego był w przybliżeniu stały w całym zakresie częstotliwości, napięcie strojenia przez wtórnik emiterowy *T210* steruje wzmocnienie tranzystora *T205*, wpływając w ten sposób na wartość automatycznej regulacji częstotliwości. Włączenie odpowiedniego potencjometru odbywa się przez nasycenie jednego z tranzystorów, np. *T1101*, który tworzy z tranzystorem *T1111* przerzutnik w układzie przeciwstawnym. Oba tranzystory przewodzą jednocześnie lub oba pozostają odcięte. Rezystor emiterowy *R1191* wspólny dla wszystkich sześciu stopni sprawia to, że tylko jeden stopień może być w danej chwili włączony. Żarówka, umieszczona w obwodzie emitera tranzystora *T1131*, świeci

kiedy pierwszy stopień jest włączony. Wyboru kanału dokonuje się za pośrednictwem tranzystora wejściowego, np. *T1121*, włączanego przez dotknięcie palcem dwóch elektrod w obwodzie bazy. Tranzystory wejściowe zostały tak dobrane, aby zapewnić włączenie przerzutnika impulsem o amplitudzie 9 V występującym na bazie tranzystora *npn* nawet przy rezystancji łączącej elektrody wynoszącej 22 MΩ. Dla zapewnienia bezpieczeństwa użytkownika, elektrody sterujące mają rezystory zabezpieczające *R1177*, *R1171* itd., które ograniczają prąd płynący z chassis, znajdującego się pod napięciem sieci. Po włączeniu zasilania układ *R1192* i *C1101* uruchamia przerzutnik pierwszego programu. Zmiana odbieranej stacji może nastąpić w dowolnej kolejności, pod wpływem dotknięcia odpowiedniej pary elektrod. Przełączanie programów może być również sterowane zdalnie z pewnej odległości przez naciskanie przycisku.

Wzmacniacz pośredniej częstotliwości zawiera trzy tranzystory *T201* do *T203;* pierwsze dwa mają regulowane wzmocnienie. Punkt pracy tranzystora *T202* jest sterowany napięciem z układu kluczowanego z tranzystorem *T208*. Tranzystor *T202* działa także jako wzmacniacz napięcia automatycznej regulacji wzmocnienia dla tranzystora *T201*. Tranzystor *T204* wprowadza próg działania napięcia regulacji wzmocnienia wielkiej częstotliwości. Na wyjściu wzmacniacza pośredniej częstotliwości znajduje się detektor wizyjny oraz oddzielny detektor fonii, oraz wyjście do wzmacniacza automatycznej regulacji częstotliwości.

Sygnał wizyjny z detektora wizyjnego zostaje doprowadzony do bazy tranzystora *T211* wzmacniacza luminancji przez filtr *C242*, *L216*, eliminujący częstotliwość pośrednią fonii 5,5 MHz. Z emitera tego tranzystora sygnał przechodzi do układu ARW, a przez filtr dolnoprzepustowy — do wzmacniacza chrominancji. Tranzystory *T211* i *T206* tworzą układ kaskodowy. Jego wyjście jest przez potencjometr ustawiania kontrastu, linię opóźniającą i wtórnik emiterowy *T207* połączone z układem macierzowym, zawierającym tranzystory *T900*, *T903* i *T906*. Tranzystory *T212* do *T214* pracują jako ogranicznik prądu kineskopu. Sygnał sterujący układu pochodzi ze spadku napięcia na rezystorze katodowym lampy *V501*. Układ działa w taki sposób, aby spadek napięcia na tym rezystorze przy maksymalnym ustawieniu luminancji był o 1 V większy od spadku napięcia przy ustawieniu na minimum.

Dwustopniowy wzmacniacz chrominancji z tranzystorami *T800* i *T801* ma wzmocnienie regulowane napięciem uzyskiwanym z diody *D806*. Układ z tranzystorami *T809* i *T810* oraz rezonatorem kwarcowym *Q801* odtwarza częstotliwość podnośną o fazie synchronizowanej sygnałem synchronizacji podnośnej. Stopień z tranzystorem *T805* wykrywa sygnał identyfikacji PAL o częstotliwości równej połowie częstotliwości linii, to znaczy około 7,8 kHz. Obwód rezonansowy, połączony z kolektorem tranzystora, jest nastrojony na tę częstotliwość. Sygnał z kolektora tranzystora *T805* przez diodę *D804* kontroluje fazę przebiegu z przerzutnika, zawierającego tranzystory *T806* i *T807*, sterowanego z transformatora wyjściowego odchylania poziomego. Przebieg o częstotliwości identyfikacji po wyprostowaniu przez diodę *D802* odblokowuje tranzystor *T806*, którego baza przy sygnale monochromatycznym pozostaje połączona z masą. Blokowanie toru chrominancji przy sygnale monochromatycznym odbywa się w stopniu z tranzystorem *T803*, który steruje linię opóźniającą. Jego emiter jest spolaryzowany napięciem dodatnim, wskutek czego tranzystor ten nie przewodzi, gdy tranzystor *T807* przerzutnika pozostaje nasycony. Przy sygnale kolorowym i działającym przerzutniku, średnia wartość napięcia na kolektorze tranzystora *T807* wynosi 9,5 V, co powoduje przesunięcie punktu pracy tranzystora *T803* do liniowej części charakterystyki. Automatyczna regulacja kontrastu barwnego zapewnia utrzymanie stałego stosunku sygnałów chrominancji i luminancji. Ręczna regulacja odbywa się za pomocą potencjometru *R813*, nie bezpośrednio, lecz przez tłumik złożony z kondensatora *C812* i diod pojemnościowych *D800* i *D818*, sterowanych napięciem z potencjometru. Diody *D803* i *D805*, sterowane impulsami z transformatora *Tr501* zmniejszają wzmocnienie tranzystora *T803* w chwili odpowiadającej występowaniu sygnału synchronizacji podnośnej.

Opóźniony sygnał chrominancji jest dodawany, względnie odejmowany od sygnału bezpośredniego z potencjometru *R828* dla uzyskania modulowanych przebiegów o częstotliwości podnośnej, zawierających odpowiednio informację *B*—*Y*, względnie *R*—*Y*. Tranzystor *T802* przenosi pierwszy sygnał, a tranzystor *T803* — drugi. Dzięki jednakowym rezystorom w obwodzie kolektora i emitera tranzystora *T804* dzieli on sygnał podnośnej, zawierający informacje *R*—*Y* w postaci modulacji amplitudy, na dwa przebiegi o przeciwnych fazach. Jak wiadomo, sygnał *R*—*Y* ma kierunek zmieniany na przemian w kolejnych liniach obrazu dla skompensowania zniekształceń fazowych sygnału chrominancji. Przełącznik zbudowany z diod *D810* i *D811* umożliwia wybieranie na przemian sygnału z kolektora względnie emitera tranzystora *T804* w celu zapewnienia stałego kierunku sygnału, doprowa-

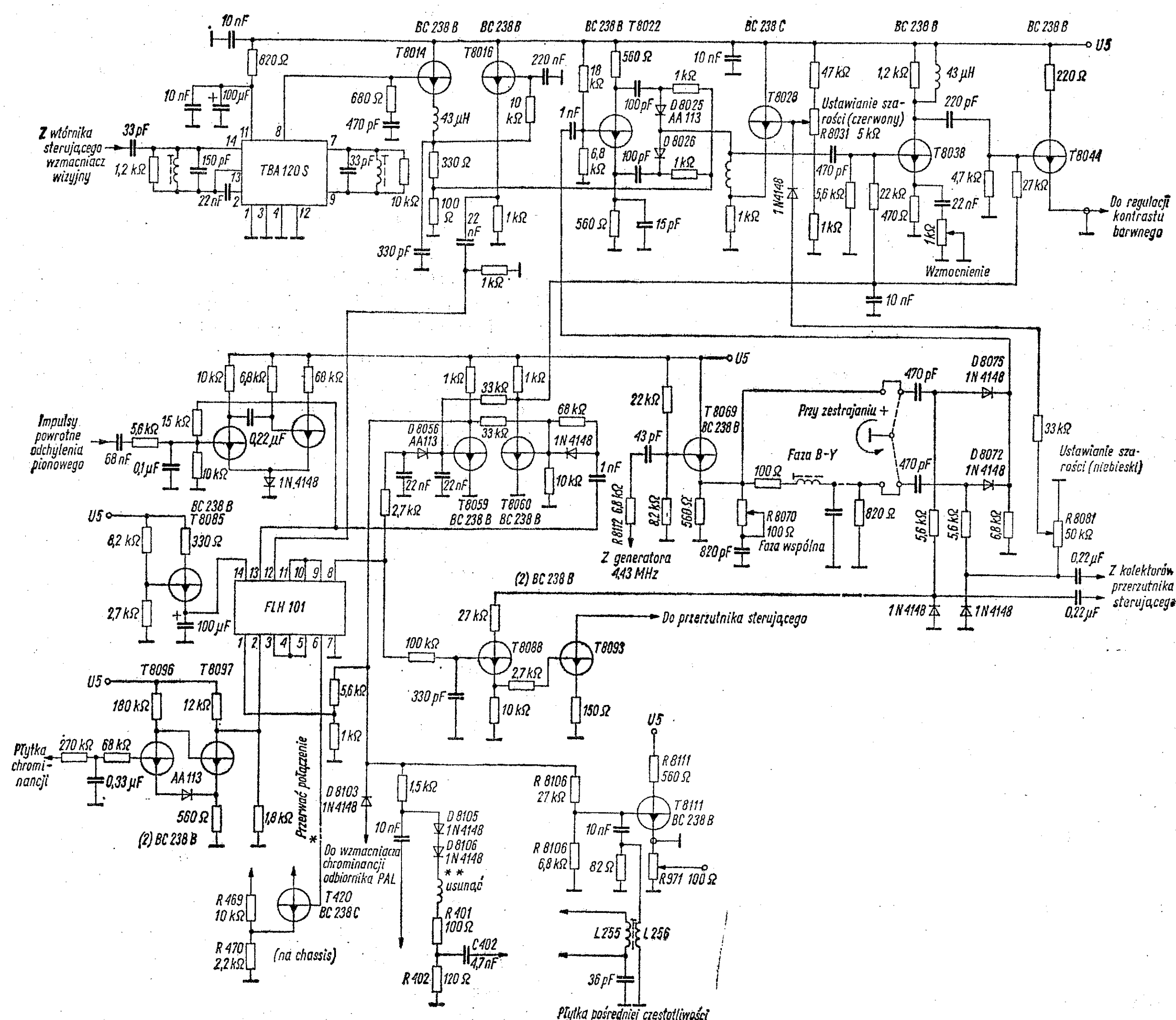
dzonego do demodulatora *R* — *Y*. Demodulatory *R* — *Y* i *B* — *Y* mają podobną budowę, opartą na detekcji synchronicznej za pomocą diod sterowanych przebiegiem z układu odtwarzania częstotliwości podnośnej, jedynie doprowadza się do nich różne sygnały, a przesuwniki fazowe *RC* sprawiają, że fazy częstotliwości podnośnej, doprowadzonej do obu demodulatorów, mają zależność kwadraturową, to znaczy różnią się o 90°. Sygnały wizyjne, odpowiadające barwom podstawowym są uzyskiwane za pośrednictwem układu z tranzystorami *T900, T903* i *T906*. Ich kolektory czerpią zasilanie z wtórnika emiterowego *T802*, dostarczającego napięcia stałego 10 V z nałożonym sygnałem *Y* o wartości międzyszczytowej 2,5 V. Baza tranzystora *T906* otrzymuje sygnał *R* — *Y*, a baza tranzystora *T900* — sygnał *B* — *Y*. Na kolektorach tych tranzystorów występują odpowiednio przebiegi *R* i *B*. Baza tranzystora *T903* jest dla częstotliwości wizyjnych uziemiona, natomiast jego emiter jest sterowany z emiterów tranzystorów *T906* i *T900* przez układ rezystorów, zapewniający odtworzenie sygnału *G*. Sygnały *R, G* i *B* przez wtórniki emiterowe z tranzystorami *T907, T904* i *T901* sterują wzmacniacze wizyjne z tranzystorami *T908, T905* i *T902*. Potencjometry *R938, R932* i *R910* umożliwiają wyrównanie różnic między trzema działami elektronowymi kineskopu dla uzyskania poprawnej reprodukcji bieli. Korekcję stosunku barw składowych umożliwia potencjometr *R968*.

5.11 Konwerter SECAM/PAL (Blaupunkt)

Możliwość odbioru transmisji kolorowych, nadawanych przy zastosowaniu różnych systemów, skłoniła producentów do poszukiwania metod umożliwiających dekodowanie różnych systemów transmisji w jednym odbiorniku telewizyjnym. Jednym z możliwych rozwiązań jest wyposażenie odbiornika w dwa dekodery. Stosunkowo duży koszt dekodera sprawił, że wymianę całego dekodera ogranicza się zazwyczaj do przypadku przystosowania odbiornika do określonego systemu na stałe, np. przy eksporcie odbiorników.

Interesujące rozwiązanie firmy Blaupunkt stanowi układ konwertera (rys. 5-16), przeznaczonego do wbudowania do odbiornika systemu PAL dla umożliwienia odbioru transmisji PAL i SECAM z automatycznym rozpoznawaniem systemu i przełączaniem układu. Sygnał SECAM z emitera wtórnika sterującego wzmacniacz wizyjny w odbiorniku zostaje doprowadzony do układu scalonego przez obwód rezonansowy, wprowadzający wymaganą przez system SECAM deemfazę wielkiej częstotliwości. Układ scalony TBA 120 S dokonuje demodulacji częstotliwości podnośnych, po czym następuje deemfaza małej częstotliwości przy zastosowaniu obwodu *R8011, C8011*. Na wyjściu wtórnika emiterowego z tranzystorem *T8014* występuje kolejno sygnał *R* — *Y* i *B* — *Y*. Przebieg ten przez dzielnik zostaje doprowadzony do modulatora amplitudy z tranzystorem *T8022* i diodami *D8025* i *D8026*. Różne wartości podnośnej dla sygnału *R* — *Y* i *B* — *Y* powodują zmianę poziomu sygnału z częstotliwością dwukrotnie mniejszą od częstotliwości linii. Tym zmianom poziomu przeciwdziała napięcie prostokątne z przerzutnika sterującego dekodera PAL. Poziom szarości podczas trwania sygnału *R* — *Y* ustala się potencjometrem *R8031*, połączonym z bazą tranzystora *T8028*. W czasie nadawania linii, zawierających informację *B* — *Y*, do sygnału na bazie tranzystora *T8028* jest dodawane napięcie ustalone za pomocą potencjometru *R8081*. Dioda *D8076* poziomuje to napięcie, nie dopuszczając do wahań wywołanych zmianą ładunku kondensatora sprzęgającego. Częstotliwość podnośna 4,43 MHz dla modulatora pochodzi z generatora w odbiorniku. Tranzystor *T8069* stanowi stopień separujący. Rezystorem *R8070* ustala się fazę na wyjściu tego stopnia. W czasie trwania linii z sygnałem *R* — *Y* częstotliwość podnośna jest doprowadzona do modulatora bezpośrednio, natomiast dla linii z sygnałem *B* — *Y* — przez przesuwnik fazy z cewką *L8072*, zmieniający fazę przebiegu o 90°. Wyboru fazy dokonuje przełącznik z diodami *D8075* i *D8073*. Sygnał z wyjścia modulatora jest wzmacniany przez tranzystory *T8038* i *T8044*. W węźle sumowania sygnału bezpośredniego i opóźnionego dekodera PAL występuje jednocześnie podnośna modulowana (amplitudowo) sygnałem *R* — *Y* i podnośna modulowana sygnałem *B* — *Y*, przy czym faza podnośnej obu przebiegów różni się stale o 90°. Dzięki temu demodulatory synchroniczne dekodera, sterowane kwadraturowymi sygnałami o częstotliwości 4,43 MHz, dają odpowiednio przebieg *R* — *Y* i *B* — *Y*.

Do sterowania przerzutnika w dekoderze i do automatycznego przełączania funkcji konwertera wykorzystuje się impulsy identyfikacji SECAM. Są one uzyskiwane z przebiegu doprowadzonego do bazy tranzystora *T8016* przez filtr *RC*. Emiter tranzystora *T8016* łączy się z wejściem bramki NAND układu scalonego FLH 101 (odpowiednik typu SN 7400 N). Drugie wejście tej bramki jest sterowane impulsami z uniwibratora z tranzystorami *T8049* i *T8053*, formującego impulsy o właściwej długości i fazie. Na wyjściu drugiej bramki, połączonej jako inwer-



Rys. 5-16. Schemat konwertera SECAM/PAL

ter, występują impulsy o częstotliwości dwukrotnie mniejszej od częstotliwości linii i ustalonej fazie. Sygnał ten kontroluje fazę przerzutnika w dekoderze PAL. Do tego celu służy układ z tranzystorami *T8088* i *T8093*. Przy prawidłowej fazie przerzutnika znak napięcia na bazie tranzystora *T8088* jest przeciwny do znaku napięcia na jego kolektorze i oba tranzystory pozostają nie wysterowane. Jeżeli faza jest niewłaściwa, przerzutnik zostaje zablokowany na czas jednej linii.

Identyfikacja sygnału SECAM następuje przy użyciu przerzutnika z tranzystorami *T8059* i *T8060*. Impulsy ramki powodują nasycenie tranzystora *T8060*. Stan ten utrzymuje się przy transmisjach monochromatycznych i sygnałach PAL. Podczas odbioru sygnału SECAM, impulsy z inwertera przez diodę *D8056* ładują kondensator połączony z bazą tranzystora *T8059*, powodując jego nasycenie. Stan ten jest kontrolowany przy każdej zmianie ramki. Dodatnie napięcie na kolektorze tranzystora *T8060* polaryzuje wzmacniacz z tranzystorami *T8038* i *T8044* w kierunku przewodzenia. Zerowe napięcie na kolektorze tranzystora *T8059* powoduje zablokowanie wzmacniacza chrominancji w odbiorniku, wyłączenie diod *D8105* i *D8106*, które oddzielają wzmacniacz sygnału synchronizacji podnośnej od regulatora kontrastu barwnego, oraz odcinają tranzystor *T8111*. Pozostałe dwie bramki zostały wykorzystane do formowania sygnału sterującego tranzystor *T470*, wprowadzający

blokadę barwy. Przerzutnik z tranzystorami *T8096* i *T8097* jest sterownay napięciem dodatnim przy programie monochromatycznym i SECAM, natomiast podczas transmisji PAL na jego wejściu panuje napięcie bliskie zera. W taki sam sposób zmienia się napięcie na wejściu *2* bramki NAND. Napięcie na wejściu *1* tej bramki, pochodzące z kolektora tranzystora *T8059*, ma poziom *H* przy sygnale monochromatycznym i PAL, i poziom *L* przy sygnale SECAM. Na wyjściu następnej bramki, połączonej jako inwerter (końcówka *6*), istnieje poziom *H* przy sygnale monochromatycznym i *L* przy kolorowym, bez względu na system transmisji. Tranzystor *T470* dostarcza napięcia dla blokowania koloru.

5.12 Magnetowid MTV 10 (ZRK)

Magnetowid (magnetofon wizyjny), którego schemat przedstawiono na rys. ■ 5-17 ■, umożliwia rejestrację obrazu pochodzącego z kamery telewizyjnej i odtwarzanie go na monitorze. Równocześnie z obrazem może być zapisywany dźwięk. Przy zastosowaniu odpowiedniej przystawki można zapisywać program odbierany przez typowy odbiornik telewizyjny i odtwarzać go przez ten sam odbiornik. Nośnikiem informacji jest specjalna taśma magnetyczna o szerokości 12,7 mm. Taśma opasuje linią śrubową wirujący bęben z dwiema głowicami ferrytowymi, zasilanymi przez wirujący transformator z rdzeniem ferrytowym. Kierunek wirowania bębna jest zgodny z kierunkiem przesuwu taśmy. Na tym samym nośniku są zapisywane w typowym układzie podłużnym informacje służące do synchronizacji i ścieżka dźwiękowa. Rejestracja sygnałów wizyjnych odbywa się przy wykorzystaniu modulacji częstotliwości. Sygnał wizyjny np. z kamery zostaje doprowadzony do bazy tranzystora *T101*. Jego kolektor jest sprzężony z następnym stopniem przez filtr dolnoprzepustowy, usuwający resztki częstotliwości pośredniej i ograniczający pasmo sygnału wizyjnego. Z wtórnika emiterowego *T102* jest zasilany podwajacz napięcia, sterujący wskaźnik poziomu sygnału wizyjnego, tranzystor *T103*, pracujący jako sterowane źródło prądu, oraz układ formowania impulsów synchronizacji. Tranzystory *T105, T106* tworzą generator sterowany prądem. Zadanie tranzystora *T104* polega na ograniczaniu dewiacji generatora. Częstotliwość generatora bez sygnału sterującego wynosi około 2 MHz, i jest modulowana sygnałem wizyjnym, doprowadzonym do bazy tranzystora *T103*. Sygnał z generatora modulowany częstotliwościowo zostaje doprowadzony przez wtórnik emiterowy z tranzystorem *T107* do wzmacniacza wizyjnego z tranzystorami *T301* do *T303*, który przez transformator wirujący zasila głowice wizyjne. Przy odtwarzaniu transformator wirujący zostaje połączony przez transformator *Tr301* z wejściem wzmacniacza odczytu z tranzystorami *T304, T305*. Sygnał FM wzmocniony przez te tranzystory zostaje następnie poddany ograniczaniu w trzech stopniach z tranzystorami *T201* do *T203*, po czym następuje jego demodulacja i wzmocnienie przez tranzystory *T204* i *T205*. Po odtworzeniu sygnału wizyjnego i usunięciu resztek częstotliwości nośnej, można nim sterować wejście monitora lub modulatora wizyjnego AM, współpracującego z odbiornikiem.

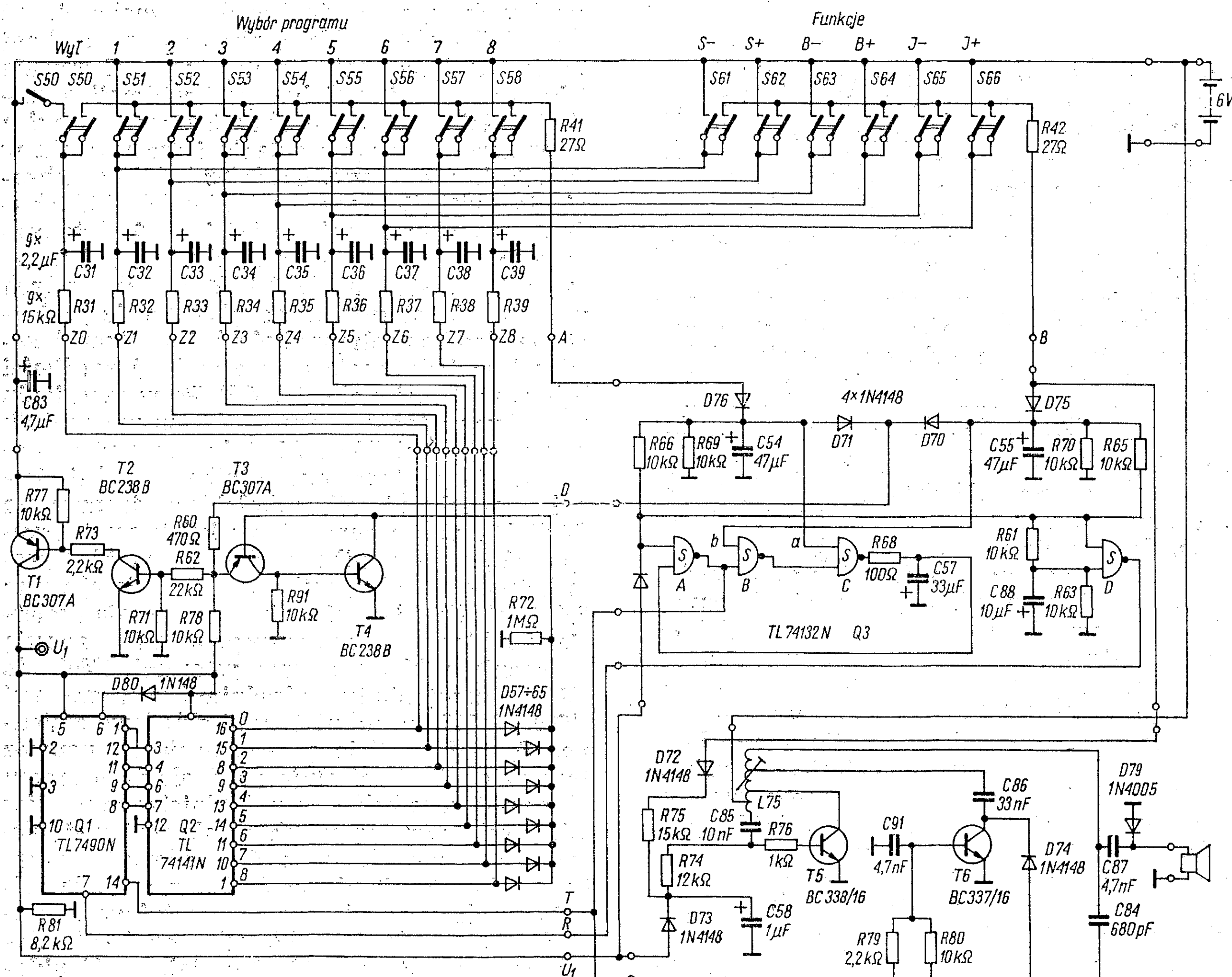
Prawidłowa praca urządzenia wymaga synchronizmu względnego ruchu głowic w stosunku do taśmy przy zapisie i odtwarzaniu. Do synchronizacji wykorzystuje się impulsy synchronizacji o częstotliwości 25 Hz, zapisywane na osobnej ścieżce. Podczas zapisu tranzystor *T401* pracuje jako separator impulsów synchronizacji o częstotliwości 50 Hz z sygnału wizyjnego. Impulsy z separatora, po wzmocnieniu i formowaniu w stopniach z tranzystorami *T402* i *T403* synchronizują multiwibrator o częstotliwości 25 Hz zbudowany z tranzystorów *T404* i *T405*. Ostatecznego formowania impulsów dokonuje uniwibrator z tranzystorami *T406* i *T407*. Jeden z tych tranzystorów steruje przy zapisie głowicę, a drugi — układ kontroli prędkości bębna. Sygnał, zawierający informację o rzeczywistej prędkości bębna, pochodzi z głowicy *GT*. Po wzmocnieniu przez tranzystor *T501* sprowadza on przerzutnik z tranzystorami *T502, T503* do stanu pierwszego. Drugi stan tego przerzutnika wywołują impulsy synchronizacji z kolektora tranzystora *T407*. Przy synchronizmie na kolektorach tranzystorów przerzutnika występuje przebieg prostokątny o współczynniku wypełnienia równym 0,5. Odchyłki od synchronizmu naruszają symetrię przebiegu i przez tranzystor *T506* sterują wzmacniacz błędu z tranzystorami *T507* do *T510* o sprzężeniu bezpośrednim i tranzystorami *T504* i *T505*, wzmacniającymi składową zmienną. Sygnał wyjściowy wzmacniacza poprzez tranzystor *T2* kontroluje prąd elektromagnesu *H*, hamującego bęben za pośrednictwem prądów wirowych, wytwarzanych w aluminiowej tarczy, połączonej z bębnem. Przy odczycie sygnały synchronizacji nie pochodzą z sygnału wizyjnego, lecz są odczytywane z taśmy za pośrednictwem głowicy *GS*, połączonej wówczas z bazą tranzystora *T402*. Pozostała część układu działa jak poprzednio.

Magnetowid umożliwia zatrzymanie obrazu przy

odczycie. Zostaje przy tym zatrzymana taśma, natomiast bęben z głowicami wiruje jak poprzednio. Ponieważ przy nieruchomej taśmie głowica *GS* nie odczytuje impulsów synchronizacji, zestyki klawisza „kadr" włączają na uzwojenie głowicy przebieg z transformatora sieciowego. Właściwą fazę uzyskanego w ten sposób przebiegu impulsowego ustawia się potencjometrem *P5* w obwodzie uniwibratora formującego. Zespół zapisu i odczytywania dźwięku zawiera tranzystory *T408* do *T412*. Jako stopnie wzmacniające pracują tranzystory *T408* do *T410*. Tranzystor *T411* steruje wskaźnik poziomu zapisu, natomiast tranzystor *T412* wytwarza prąd kasowania i pokładu.
Zasilacz stabilizowany dostarcza jednego napięcia o wartości 12,5 V. Napięcie zasilające jest przez gniazdko wyprowadzone do przystawki. Przełączanie funkcji magnetowidu powoduje włączenie napięcia do odpowiedniego zespołu przystawki.
Do napędu taśmy i bębna służą dwa silniki z ocienionymi biegunami.

5.13 Urządzenie do zdalnego sterowania telewizora (Telefunken)

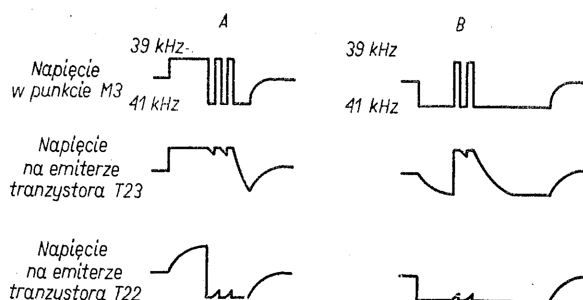
W odbiorniku telewizyjnym typu Palcolor 773 Supersonic firmy Telefunken zastosowano ultradźwiękowe urządzenie do zdalnego sterowania, umożliwiające sterowanie 16 funkcji za pośrednictwem jedynie dwóch częstotliwości ultradźwiękowych, które wynoszą 39 i 41 kHz. Układ nadajnika pokazano na rys. 5-18. Częstotliwość sygnałów jest kluczowana. Każdy sygnał zaczyna się od impulsu startowego, którego czę-



Rys. 5-18. Schemat nadajnika ultradźwiękowego urządzenia zdalnego sterowania Supersonic

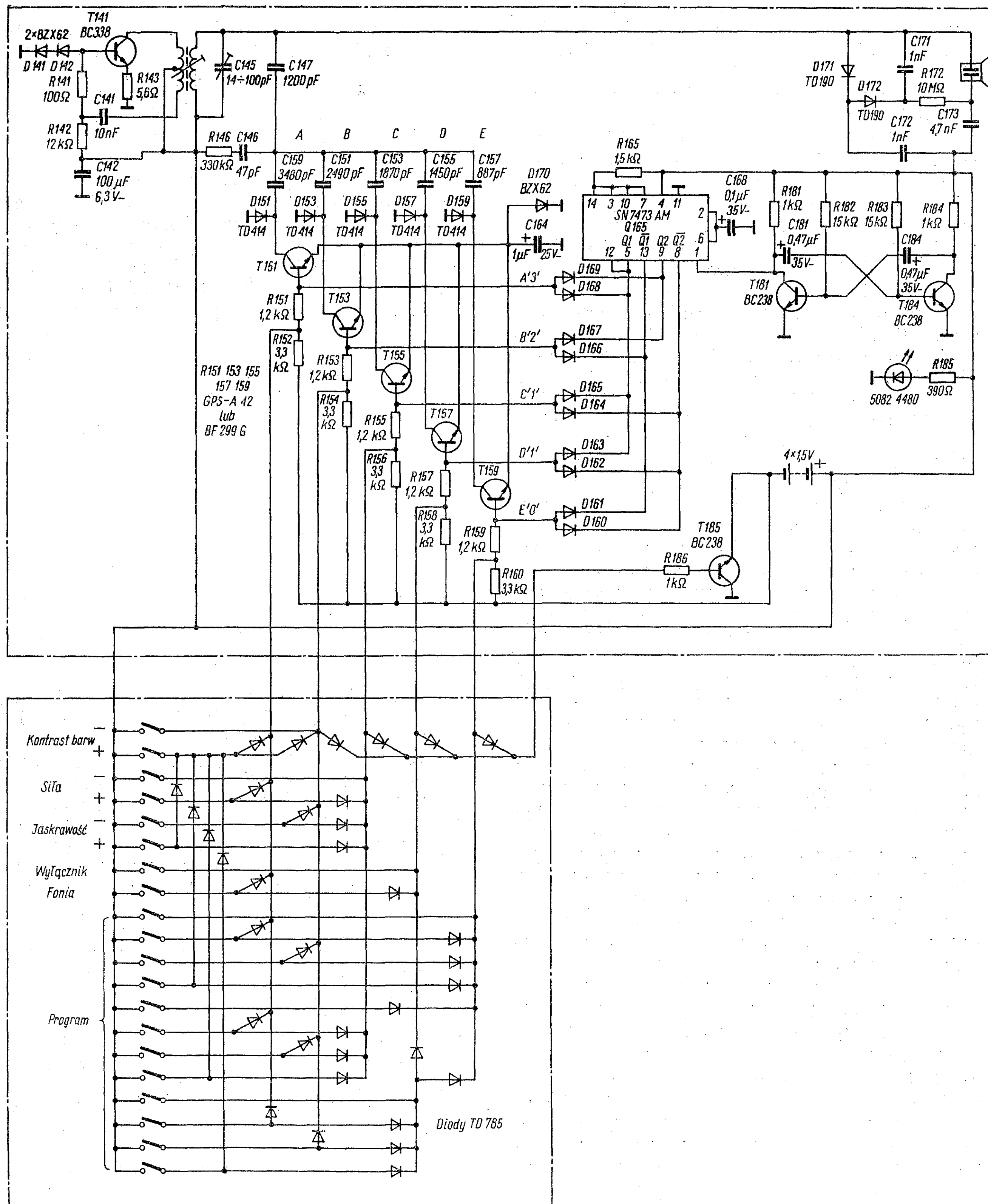
stotliwość określa, w której grupie znajduje się naciśnięty klawisz. Częstotliwość 41 kHz odpowiada grupie zawierającej klawisz wyłącznika sieciowego i klawisze wyboru programu. Częstotliwość 39 kHz oznacza klawisze sterujące funkcje analogowe — sterowanie siły głosu, kontrastu i luminancji. Liczba zmian częstotliwości, następujących po impulsie startowym, odpowiada numerowi kanału, to znaczy określa, który klawisz w grupie został naciśnięty. Ostatni impuls oznacza koniec sygnału i ma zawsze częstotliwość 41 kHz. Przy sterowaniu funkcji analogowych impuls końcowy trwa tak długo, jak długo pozostaje naciśnięty klawisz, a jego czas trwania określa wielkość zmiany parametru. Częstotliwość zegarową dla multipleksera formuje generator z trzema pierwszymi bramkami układu scalonego *Q3*. Generator pracuje, jeżeli na wejściach *a* i *b* bramek występuje poziom wysoki (*H*). Naciśnięcie jednego z klawiszy pierwszej grupy powoduje doprowadzenie napięcia dodatniego do punktu *A*. Kondensator *C54* ładuje się szybko przez diodę *D76*. Napięcie z tego kondensatora przez diodę *D71* przechodzi do punktu *D*, powodując włączenie tranzystorów *T2* i *T1* i doprowadzenie napięcia do punktu U_1. Generator z tranzystorami *T5* i *T6* zaczyna pracować, wytwarzając częstotliwość 39 kHz. Ten stan trwa dopóty, dopóki nie zostanie naładowany przez rezystor *R65* kondensator *C55*. Dzięki temu pierwszy impuls trwa dłużej od pozostałych. Pojawienie się poziomu *H* na wejściach *a* i *b* powoduje uruchomienie generatora. Jego impulsy są zliczane przez licznik dekadowy *Q1*, którego stan dekoduje układ scalony *Q2*. Tranzystory *T3* i *T4* początkowo nie przewodzą, gdyż do bazy tranzystora *T3* dociera napięcie dodatnie przez zestyki naciśniętego klawisza i jedną z diod *D57* do *D65*. Generator zegarowy i licznik pracują dopóty, dopóki na wyjściu dekodera, odpowiadającemu naciśniętemu klawiszowi, nie wystąpi napięcie zerowe. Impulsy zegarowe periodycznie włączają tranzystor *T6*, dodając do układu generatora ultradźwiękowego pojemność *C86* i zmniejszając w ten sposób częstotliwość o 2 kHz. Zmniejszenie napięcia na bazie tranzystora *T3* przy dodatnim napięciu na jego emiterze powoduje nasycenie tranzystorów *T3* i *T4*, a więc odcięcie tranzystorów *T2* i *T1* i zatrzymanie licznika. W przypadku wysyłania sygnału dwustanowego, stan ten trwa do chwili rozładowania kondensatorów *C54* i *C55*, po czym bramka z przerzutnikiem Schmitta wytwarza impuls, kasujący licznik do 9. Jeżeli nadajnik został uruchomiony klawiszem funkcji analogowej, to generator ultradźwiękowy pozostaje włączony tak długo, jak długo jest naciśnięty klawisz, ponieważ baza tranzystora *T5* otrzymuje napięcie przez diodę *D72*. Po przerwaniu pracy generatora zegarowego nie przewodzi tranzystor *T6*, wobec czego częstotliwość generatora wynosi 41 kHz.

W odbiorniku (rys. 5-19) sygnał z mikrofonu pojemnościowego przechodzi przez wzmacniacz selektywny i wtórnik emiterowy do detektora z szeregowymi obwodami rezonansowymi. Przy braku sygnału oba tranzystory *T20* i *T21* nie przewodzą, a w punkcie *M3* występuje napięcie 6 V, określone przez dzielnik rezystancyjny. Steruje ono układ rozpoznawania impulsu startowego, zawierający diody *D20* i *D21* oraz tranzystory *T22* i *T23*. Działanie tego układu objaśniają oscylogramy pokazane na rys. 5-20.



Rys. 5-20. Oscylogramy napięć w układzie rozpoznawania impulsu startowego urządzenia Supersonic: A — przy sygnale przełącznikowym, B — przy sygnale analogowym

W przypadku sygnału sterującego funkcję analogową (rys. 5-20B) dodatnie zbocze impulsu o amplitudzie 12 V na emiterze tranzystora *T23* powoduje otwarcie bramki *1*. Tranzystory *T41* i *T42* zostają nasycone, tranzystor *T43* włącza napięcie zasilania, obniżone do 5 V, do licznika i dekodera i umożliwia tranzystorowi *T44* przekazanie impulsów z punktu *M1* do licznika dekadowego *Q40*. W zależności od liczby przesłanych impulsów, odpowiednie wyjście dekodera przez połączony z nim tranzystor (*T80* do *T85*) włącza napięcie na jeden z trzech integratorów, powodując liniowe narastanie napięcia na jego wyjściu. Stan ten trwa tak długo, jak długo występuje częstotliwość 41 kHz w impulsie końcowym. Bramka *2* zostaje otwarta przy przesyłaniu sygnałów o wyborze programu. Uniwibrator z tranzystorami *T51* i *T52* jest wyzwalany ujemnym skokiem napięcia na emiterze tranzystora *T22*. Okres uniwibratora wynosi 10 ms, tranzystory *T51* i *T52* są jednak podtrzymywane w stanie przewodzenia podczas występowania impulsów sterujących dzięki ładowaniu kondensatora *C50* przez tranzystor *T53*. Dodatnie zbocze impulsów steruje dekoder z układami scalonymi SAS 560 i SAS 570. Wyjścia dekodera włączają napięcie na wybrany potencjometr



Rys. 5-21. Schemat nadajnika urządzenia zdalnego sterowana „Tele Pilot 12"

strojeniowy. Przerzutnik z tranzystorami *T62* i *T61* tworzy stopień zerowy, włączany ujemnym zboczem impulsu na kolektorze tranzystora *T52*. Włączenie tego stopnia powoduje zablokowanie układów scalonych i wyłączenie zasilania telewizora. Układ zdalnego sterowania pozostaje przy tym włączony i umożliwia ponowne włączenie jednym z impulsów wyboru programu. W stanie gotowości nie może nastąpić przypadkowe włączenie telewizora przez dotknięcie elektrod sterujących przełącznika programów. Dla umożliwienia bezpośredniej obsługi telewizora należy zamknąć wyłącznik *S1*. Tranzystor *T60* zapobiega przypadkowemu włączeniu telewizora przy zaniku i ponownym pojawieniu się napięcia w sieci. Zadaniem tranzystora *T94* jest wyciszenie wzmacniacza akustycznego podczas przestrajania telewizora.

5.14 Urządzenie do zdalnego sterowania telewizora „Tele Pilot 12" (Grundig)

W urządzeniu do zdalnego sterowania telewizora firmy Grundig (rys. 5-21 i ■ 5-22 ■) sygnały, odpowiadające 20 klawiszom są nadawane w postaci kombinacji 5 częstotliwości ultradźwiękowych, wysyłanych kolejno w rytmie wyznaczonym przez licznik binarny, sterowany impulsami z multiwibratora. Naciśnięcie dowolnego klawisza w nadajniku powoduje włączenie zasilania reszty układu przez tranzystor *T185*, co jest sygnalizowane zaświeceniem się diody luminescencyjnej. Zaczyna pracować generator ultradźwiękowy z tranzystorem *T141*. Podwajacz napięcia z diodami *D171* i *D172* polaryzuje głośnik elektrostatyczny. Częstotliwość generatora określa włączenie równoległej pojemności przez jeden z pięciu tranzystorów, *T151* do *T159*. Bazy tych tranzystorów są sterowane klawiszami przez macierz diodową i stanem wyjść licznika binarnego przez bramki diodowe. Licznik binarny, utworzony z dwóch przerzutników, ma tylko cztery stany, dlatego tranzystory *T155* i *T157* są z nim połączone w taki sam sposób, a ich równoczesnemu włączeniu zapobiega układ klawiszy. Automatyczne skasowanie licznika po włączeniu zasilania zapewnia połączenie wejść kasujących przerzutników z masą przez pojemność kondensatora *C158*.

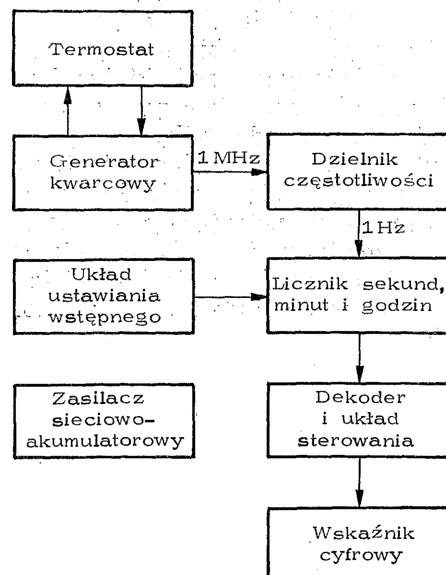
W odbiorniku napięcie z mikrofonu pojemnościowego zostaje wzmocnione przez trzystopniowy wzmacniacz, po czym za pośrednictwem tranzystora *T24* steruje obwody rezonansowe detektorów. Obciążenie diod detekcyjnych stanowią bazy tranzystorów. Kondensatory, włączone między bazę i kolektor tych tranzystorów, zapewniają ciągłość sygnału na wyjściu, mimo impulsowego występowania sygnałów ultradźwiękowych. Kolektory tych tranzystorów są połączone z wejściami dekodera dwójkowo-dziesiętnego *Q35*. Wyjścia dekodera sterują trzy funkcje analogowe — regulację luminancji, kontrastu barwnego i siły głosu w obie strony przez zespół pamięciowy, złożony z neonówki, kondensatora i wtórnika źródłowego z tranzystorem polowym. Również przez dekoder odbywa się wyłączanie zasilania telewizora i włączanie fonii. Zmiana programu odbywa się za pośrednictwem silnika elektrycznego, napędzającego przełącznik w głowicy przemiany. Sygnały o zmianie programu wyróżnia obecność częstotliwości kanału *E*, wykrywana przez dodatkowy detektor i tranzystor *T45*.

6 Wybór układów elektroniki użytkowej

Rozdział ten jest poświęcony różnym układom i urządzeniom stosowanym w życiu codziennym, w szczególności zegarom, urządzeniom przeciwwłamaniowym, fotograficznym oraz regulatorom tyrystorowym dla małych silników i oświetlenia.

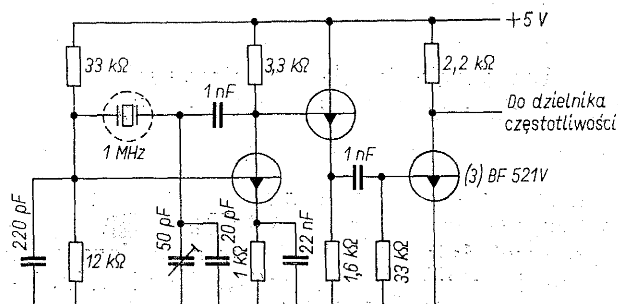
6.1 Zegar cyfrowy z układami TTL

Dostępność scalonych układów cyfrowych i ich mała cena umożliwiają łatwą budowę zegara o parametrach uzyskiwanych do niedawna tylko w dużych i kosztownych urządzeniach laboratoryjnych. Na rys. 6-1 przedstawiono schemat



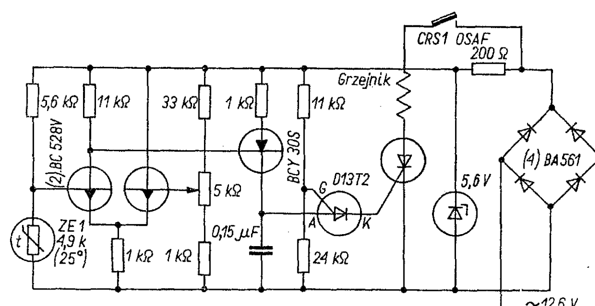
Rys. 6-1. Schemat blokowy zegara kwarcowego ze wkaźnikiem cyfrowym

blokowy typowego kwarcowego zegara cyfrowego, spełniającego wysokie wymagania dokładności. Zegar służy także jako dekadowe źródło częstotliwości wzorcowych, dlatego zastosowano w nim kwarc umieszczony w precyzyjnym termostacie i wytwarzający częstotliwość 1 MHz. Ta częstotliwość zostaje obniżona przez dzielnik dekadowy o sześciu stopniach. Impulsy sekundowe sterują licznik sekund, minut i godzin, złożony ze zmodyfikowanych liczników dekadowych. Wskaźnik z cyfrowymi lampami neonowymi jest sterowany przez dekoder, oddzielny dla każdej dekady. Dla ustawienia czasu licznik włącza się na większą częstotliwość, względnie zatrzymuje. Układ jest zasilany z sieci. Dla zapewnienia zliczania czasu także podczas chwilowych braków napięcia, równolegle z zasilaczem jest włączony akumulator niklowo-kadmowy, stale ładowany do napięcia 5 V. W generatorze częstotliwości wzorcowej 1 MHz (rys. 6-2) pra-



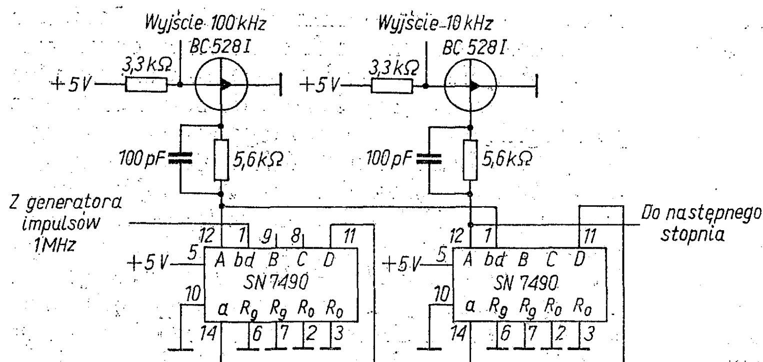
Rys. 6-2. Układ kwarcowego generatora częstotliwości wzorcowej 1 MHz

cuje kwarc umieszczony w termostacie w temperaturze 75°. Dokładną wartość częstotliwości ustawia się kondensatorem zmiennym o pojemności 50 pF. Drugi stopień stanowi wtórnik emiterowy, oddzielający generator od obciążenia; trzeci stopień dopasowuje sygnał impulsowy do wymagań układów TTL. Układ termostatu, pokazany na rys. 6-3 otrzymuje zasilanie z oddziel-



Rys. 6-3. Schemat termostatu zegara z rys. 6-1

nego uzwojenia transformatora sieciowego. Wyprostowane napięcie zasila bezpośrednio obwód zawierający tyrystor, grzejnik i wyłącznik bimetaliczny, stanowiący zabezpieczenie kwarcu

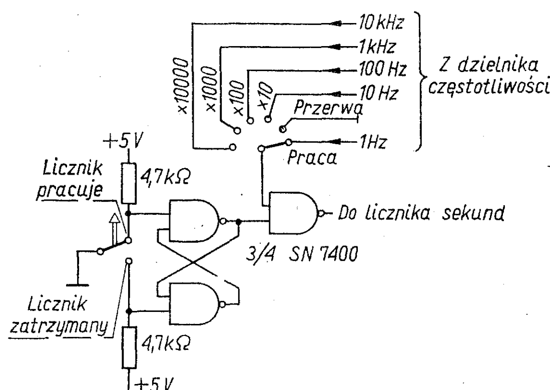


Rys. 6-4. Dwa z sześciu jednakowych ogniw dzielnika częstotliwości

na wypadek awarii układu elektronicznego. Napięciu wyprostowanemu następnie nadaje się kształt trapezowy za pomocą diody stabilizacyjnej i rezystora 200 Ω i to napięcie trapezowe zasila resztę układu. Dwa tranzystory BC528 V tworzą wzmacniacz różnicowy o wejściach połączonych z dzielnikiem zawierającym termistor do pomiaru temperatury oraz potencjometr do ustawiania wartości zadanej. Następny stopień z tranzystorem BCY30S tworzy źródło prądu, sterowane wzmocnionym sygnałem ze wzmacniacza różnicowego. Prąd kolektora tranzystora BCY30S ładuje kondensator o pojemności 0,15 μF, który wspólnie z programowanym tranzystorem jednozłączowym D13T2 stanowi generator impulsów o częstotliwości sterowanej wzmocnionym napięciem różnicowym. Impulsy z katody programowanego tranzystora jednozłączowego, doprowadzone do bramki tyrystora umożliwiają sterowanie kąta przewodzenia; ponieważ układ jest zasilany napięciem trapezowym, sterowanie odbywa się synchronicznie z częstotliwością sieci. Wyłącznik bimetaliczny jest nastawiony na temperaturę 80°.

Na rysunku 6-4 przedstawiono dwa z sześciu jednakowych stopni symetrycznego dekadowego dzielnika częstotliwości. Słowo „symetryczny" oznacza, że przebieg na wyjściu każdego stopnia ma współczynnik wypełnienia równy 0,5. Scalony licznik dekadowy typu 7490 składa się z dwóch części: licznika modulo 2 i licznika modulo 5, które mogą być łączone ze sobą na dwa sposoby. Jeżeli układ najpierw dzieli przez 5, a następnie przez 2, otrzymuje się na wyjściu przebieg symetryczny i takie połączenie jest stosowane w dzielnikach częstotliwości. Jeżeli natomiast najpierw odbywa się podział przez 2, a następnie przez 5, na wyjściach *A*, *B*, *C* i *D* występuje kod *BCD* (binarno-dziesiętny) o wadze odpowiednio 1, 2, 4 i 8, odpowiedni do sterowania wskaźników cyfrowych. Wejścia, oznaczone R_9 i R_0 służą do sprowadzania układu do stanu 9 względnie 0 i nie są wykorzystane w dzielniku częstotliwości. Tranzystory BC528I na rys. 6-4 służą do zabezpieczenia układów scalonych przed zwarciem wyjść dwóch stopni ze sobą przez przełącznik do wyboru częstotliwości wzorcowej lub przełącznik do ustawiania czasu. Jeżeli do tego celu mogą być użyte przełączniki nie zwierające sąsiednich styków można wyeliminować te tranzystory. Generator i dzielnik częstotliwości zostały zmontowane na wspólnej płytce z dwustronnym obwodem drukowanym. Na płytce tej znajdują się nie pokazane na schematach kondensatory ceramiczne o pojemności 47 nF, blokujące co drugi obwód scalony, oraz kondensator o pojemności 100 μF, blokujący zasilanie całej płytki. Zastosowanie tych środków ostrożności jest ważne dla poprawnej pracy urządzeń z układami TTL. Od stosowania ceramicznych kondensatorów blokujących można odstąpić zazwyczaj tylko wtedy, gdy zasilanie jest doprowadzone do układów przez duże powierzchnie, tworzące ekran „ground plane", lub specjalne szyny oddzielone warstwą dielektryka, tworzące linię o bardzo małej impedancji falowej.

Wprawdzie ustawianie czasu wskazywanego przez zegar nie odbywa się często, to jednak zegar musi być wyposażony w układ służący do tego celu, pokazany na rys. 6-5. Przełącznik

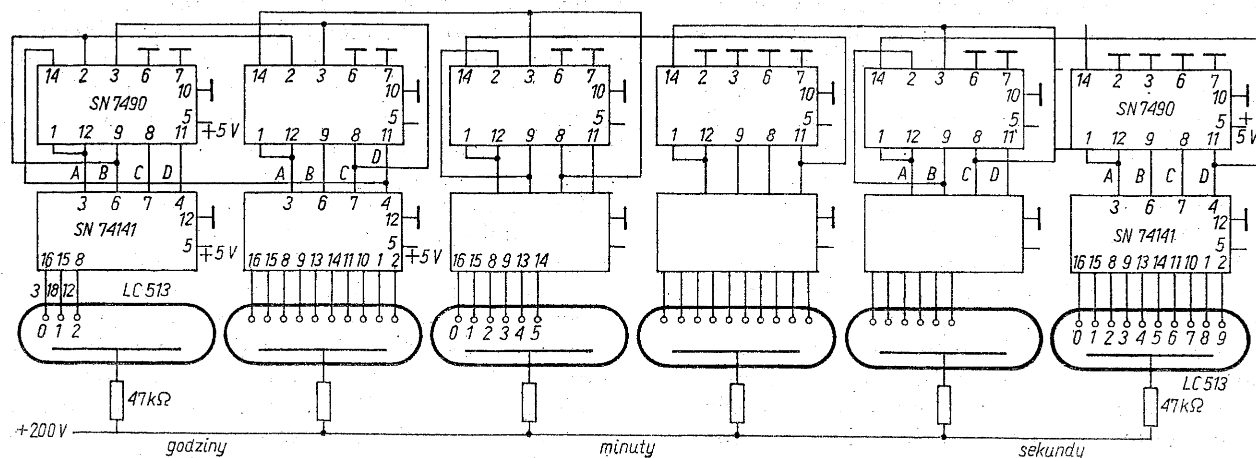


Rys. 6-5. Schemat układu do ustawiania wskazań zegara

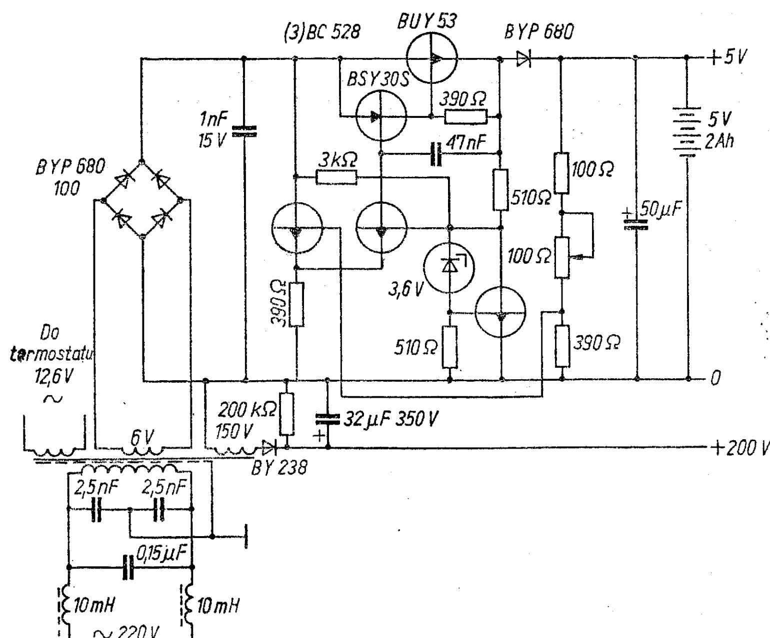
o sześciu położeniach umożliwia sterowanie licznika impulsami sekundowymi, zatrzymanie lub włączenie licznika na jedną z czterech większych częstotliwości. Po to, by impulsowanie przy przełączaniu nie powodowało błędnego zliczania impulsów, została zastosowana bramka sterowana przerzutnikiem RS, przełączanym przyciskiem o położeniu stabilnym, odpowiadającym pracy licznika. Naciśnięcie przycisku powoduje zablokowanie bramki przepuszczającej impulsy z dzielnika i umożliwia ustawienie przełącznika w żądanym położeniu bez obawy przypadkowego ustawienia licznika przez impulsy zakłóceń.

Na rysunku 6-6 przedstawiono schemat licznika i wskaźnika zegara. W liczniku zostały zastosowane scalone liczniki dekadowe. Ponieważ druga dekada sekund i druga dekada minut mogą mieć tylko 5 stanów, zastosowano w nich układ sprowadzający licznik do stanu zerowego po osiągnięciu cyfry 6. Do tego celu została wykorzystana bramka o dwóch wejściach, będąca wewnętrzną częścią licznika. Jej wejścia dołączone są do nóżek *2* i *3*, które łączy się z nóżkami *9* i *8*, odpowiadającymi wyjściom o wadze 2 i 4 w kodzie *BCD*. Podobnie, licznik godzin jest sprowadzany do zera po osiągnięciu stanu 24. Sygnał sprzężenia zwrotnego jest brany z wyjścia *C* dekady jednostek i *B* dekady dziesiątek godzin.

Zasilacz, pokazany na rys. 6-7 ma układ konwencjonalny. Dla poprawienia stabilności wzor-

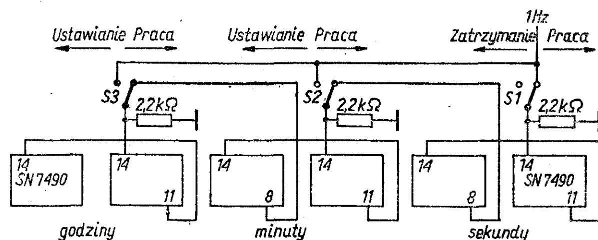


Rys. 6-6. Licznik sekund, minut i godzin oraz układ sterowania wskaźnika



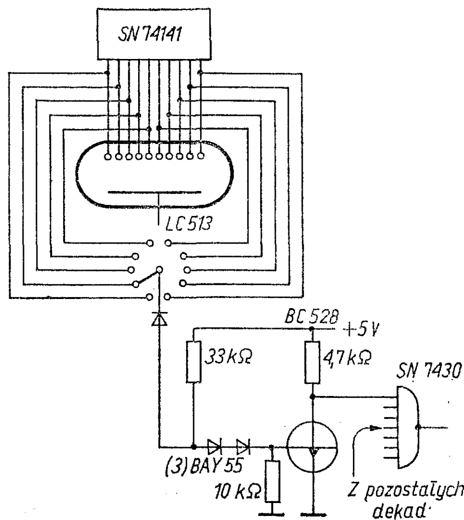
Rys. 6-7. Schemat zasilacza zegara z rys. 6-1

ca napięcia zastosowana została kombinacja diody stabilizacyjnej i tranzystora, zasilana napięciem z wyjścia stabilizatora. Rezystor 3 kΩ umożliwia start zasilacza po włączeniu do sieci. Dioda włączona w szereg z przewodem dodatnim zapobiega rozładowaniu akumulatora przez układ stabilizatora przy braku napięcia w sieci. W celu stłumienia zakłóceń impulsowych z sieci, transformator został włączony przez filtr przeciwzakłóceniowy, a uzwojenie sieciowe odekranowane przez dodatkowe uzwojenie o jednym końcu uziemionym.
Rysunek 6-8 obrazuje inny sposób ustawiania



Rys. 6-8. Układ do oddzielnego ustawiania licznika minut i godzin impulsami sekundowymi

wstępnego zegara. Przełącznik *S1* umożliwia zatrzymanie licznika sekund w żądanym stanie. Przełączniki *S2* i *S3* przerywają połączenie z poprzednią dekadą i na czas ich naciskania łączą licznik minut względnie godzin z linią impulsów sekundowych. Rezystory zmniejszają niebezpieczeństwo przedostawania się impulsów do licznika przy pośrednim położeniu przełącznika. Użyteczność zegara wzrasta przy zastosowaniu układu programowego, umożliwiającego włączanie i wyłączanie wybranych urządzeń o określonym czasie. Aby wykorzystać do ustawiania czasu włączenia te same układy dekodujące-sterujące, które współpracują ze wskaźnikami neonowymi, można zastosować układ przejściowy, przedstawiony na rys. 6-9. Układ sterujący lampę cyfrową stanowi małą rezystancję dla tej katody, która się w danej chwili jarzy. Powoduje to bocznikowanie prądu płynącego przez rezystor 33 kΩ, jeżeli przełącznik znajduje się właśnie w położeniu odpowiadającym wyświetlanej cyfrze. Baza tranzystora zostaje pozbawiona polaryzacji, tranzystor nie przewodzi i na jego kolektorze panuje napięcie dodatnie. Kiedy przełącznik jest połączony z dużą rezystancją, prąd płynie przez bazę i nasyca tranzystor, obniżając napięcie na jego kolektorze do małej wartości. Dioda umieszczona po lewej stronie zabezpiecza przed przedostawaniem się wysokiego napięcia do tranzystora. Ponieważ układ sterujący lampę pozostawia pewną wartość napięcia jest konieczne włączenie dwóch diod w szereg z bazą, aby zapewnić skuteczne odcina-

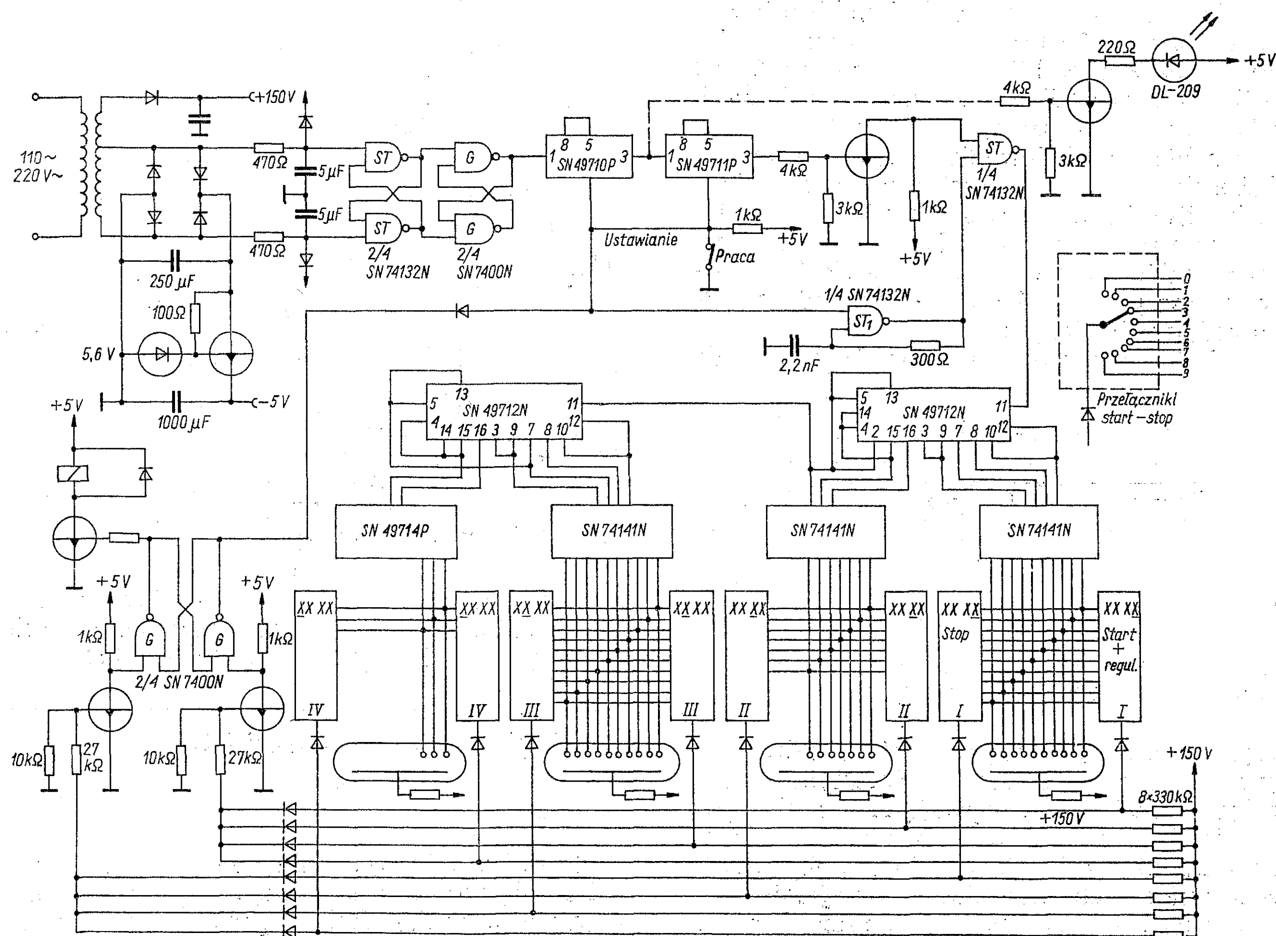


Rys. 6-9. Układ dopasowujący

nie tranzystora. Nieużywane wejścia układu 7430 powinny być połączone z poziomem *H* lub z napięciem +5 V przez rezystor 4,7 kΩ.

6.2 Zegar cyfrowy z układami TTL-MSI (Texas Instruments)

W technice cyfrowych układów scalonych wyróżnia się umownie trzy stopnie złożoności: integrację w małej skali, reprezentowaną przez układy z *1* do *12* równoważnych bramek i oznaczaną niekiedy skrótem SSI, integrację w średniej skali (MSI) o 13 do 99 równoważnych bramkach, oraz układy scalone w wielkiej skali, oznaczane skrótem LSI i zawierające ponad 99 bramek. Wprawdzie w opisanym poprzednio zegarze były już stosowane liczniki dekadowe i dekodery, reprezentujące grupę MSI, to jednak ostatnio za bardziej typowe dla tej grupy można uważać jeszcze bardziej złożone układy, takie jak liczniki modulo 24 lub modulo 50. Ich użycie w układzie zegara cyfrowego przynosi znaczne uproszczenie jego konstrukcji, jak o tym świadczy schemat pokazany na rys. 6-10.
Źródłem częstotliwości wzorcowej jest sieć zasilająca. Takie rozwiązanie jest w naszych warunkach nieprzydatne, ponieważ w sieci energetycznej krajów RWPG nie stosuje się utrzymywania stałej częstotliwości przy wyrównywaniu czasu synchronicznego do czasu astronomicznego. Napięcie o częstotliwości 50 Hz z transformatora sieciowego po przejściu przez filtr *RC*, eliminujący zakłócenia jest formowane przez kaskadowy układ dwóch przerzutników RS, złożonych z bramek NAND o dwóch wejściach. Pierwsze dwie bramki, stanowiące połowę ukła-



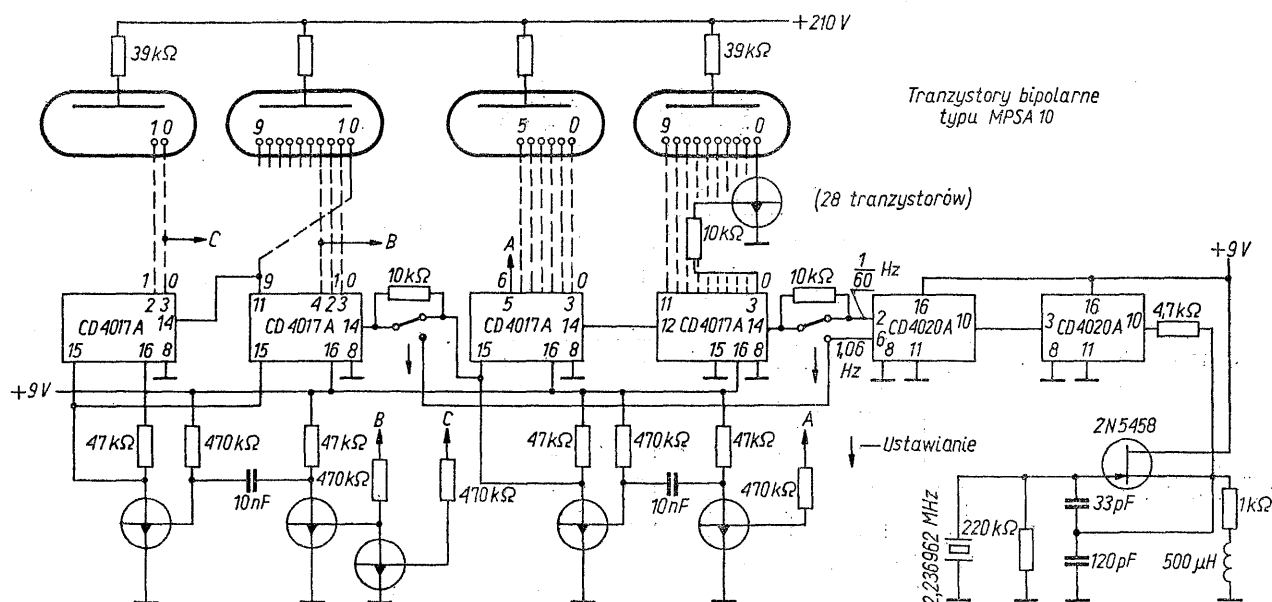
Rys. 6-10. Zegar cyfrowy z układami TTL-MSI

du SN74132N mają wejścia z przerzutnikami Schmitta, które zapobiegają niestabilności i wielokrotnym przełączeniom, wynikającym z powolnej zmiany napięcia wejściowego. Uformowane impulsy prostokątne o częstotliwości 50 Hz są doprowadzone do układu dzielącego przez 50 z układem SN49710P. Impulsy sekundowe z jego wyjścia sterują licznik SN49711P, obniżający częstotliwość 60 razy, oraz są doprowadzone do bazy tranzystora sterującego diodę luminescencyjną, błyskającą w rytmie sekundowym (wskaźnik cyfrowy obejmuje tylko minuty i godziny). Impulsy minutowe z wyjścia dzielnika przez 60 przechodzą przez tranzystor odwracający fazę, bramkę NAND i sterują licznik minut z układem SN49712N, który może być połączony tak by dzielił częstotliwość przez 80, 60 lub przez 24. W tym zastosowaniu licznik dzieli przez 60, a jego stan jest dekodowany przez dwa układy SN74141N sterujące dwa wskaźniki neonowe. Licznik godzin jest zbudowany podobnie, z tym, że układ SN49712N dzieli przez 24. Dwa przełączniki na każdą dekadę umożliwiają ustawienie czasu włączenia i wyłączenia przekaźnika, który może sterować urządzenia zewnętrzne. Przełączniki „stop" są wykorzystane dodatkowo do wstępnego ustawiania wskazań. W tym celu ustawia się nimi żądany stan wskaźnika i naciska przycisk „regulacja". Powoduje to skasowanie dzielników częstotliwości do stanu zerowego i uruchomienie generatora impulsów zegarowych o dużej częstotliwości, zbudowanego przy wykorzystaniu ostatniej ćwiartki bramki typu SN74132N. Te impulsy przechodzą przez bramkę NAND i szybko sprowadzają licznik minut i godzin do wybranego stanu. Po jego osiągnięciu przerzutnik RS do sterowania przekaźnika osiąga stan *L* na prawym wyjściu i blokuje dalszą pracę generatora. Ponieważ bramka może przepuszczać impulsy tylko wtedy, gdy jej górne wejście ma poziom *H*, było konieczne zastosowanie tranzystora odwracającego fazę na wyjściu układu SN49711P. Przerzutnik RS, sterujący tranzystor przekaźnikowy, zmienia stan przy odcięciu jednego z tranzystorów na wejściach. Każdy z nich

może zostać odcięty tylko wtedy, kiedy napięcie na każdym wejściu bramki diodowej osiągnie poziom zerowy, co dzieje się wówczas gdy stan licznika odpowiada ustawieniu odpowiedniego przełącznika. Układ może być przystosowany do wzorca kwarcowego przez proste rozbudowanie dzielnika częstotliwości.

6.3 Zegar kwarcowy z układami CMOS [1]

Cyfrowe układy scalone z przeciwstawnymi tranzystorami polowymi, znane jako układy CMOS, COS/MOS w wykonaniu firmy RCA lub McMOS w wykonaniu firmy Motorola, cechuje bardzo mały pobór mocy, duży zakres dopuszczalnych wartości napięcia zasilania i duży stopień zagęszczenia, przy szybkości nieco mniejszej od układów TTL.

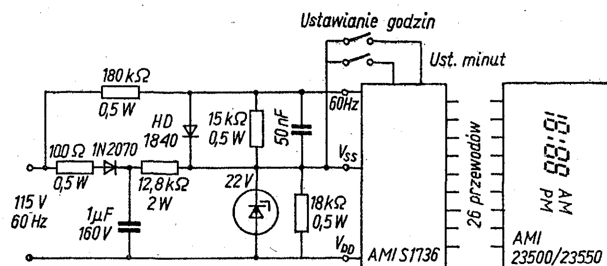


Rys. 6-11. Schemat zegara kwarcowego z układami CMOS [1]

Układ zegara, przedstawiony na rys. 6-11 zawiera tylko sześć elementów scalonych ogólnego przeznaczenia, ale aż 34 tranzystory. Zegar jest zasilany z sieci z baterią 9 V włączoną buforowo. Przy zaniku napięcia w sieci i nieczynnym wskaźniku zużycie mocy wynosi tylko 50 mW. Generator kwarcowy z tranzystorem polowym wytwarza częstotliwość 2,23692 MHz, obniżoną następnie w 14 i 13 stopniach binarnych z układami CD4020A dla uzyskania impulsów minutowych. Z siódmego stopnia drugiego układu jest wyprowadzona dodatkowo częstotliwość 1,06 Hz do ustawiania czasu. Układ CD4017A stanowi licznik dekadowy o 10 wyjściach, które przez tranzystory bipolarne sterują wskaźnik neonowy. Cykl licznika dziesiątek minut jest skracany przez zerowanie licznika po osiągnięciu stanu 6 impulsem wytwarzanym przez układ dwóch tranzystorów. Specjalne połączenie zastosowano w liczniku godzin. Ponieważ zegar pracuje w układzie 12-godzinnym, po godzinie 12 musi nastąpić 1, a licznik dekadowy może być skasowany tylko do 0. Zero licznika jest wobec tego dekodowane jako *1* wskaźnika, a sterowanie stopnia dziesiątek godzin odbywa się z wyjścia *9*. Wskaźnik neonowy jest dopasowany do układu CMOS przez tranzystory krzemowe *npn*. Nie muszą one spełniać wysokich wymagań odporności napięciowej, ponieważ układ CMOS przełącza bazy tych tranzystorów przy małej impedancji, z przesunięciem napięcia, wynoszącym typowo 10 mV, to znaczy od wartości 0,01 V w stanie *L* do wartości 8,99 w stanie *H* przy zasilaniu napięciem 9 V.

6.4 Zegary cyfrowe ze specjalnymi układami MOS-LSI

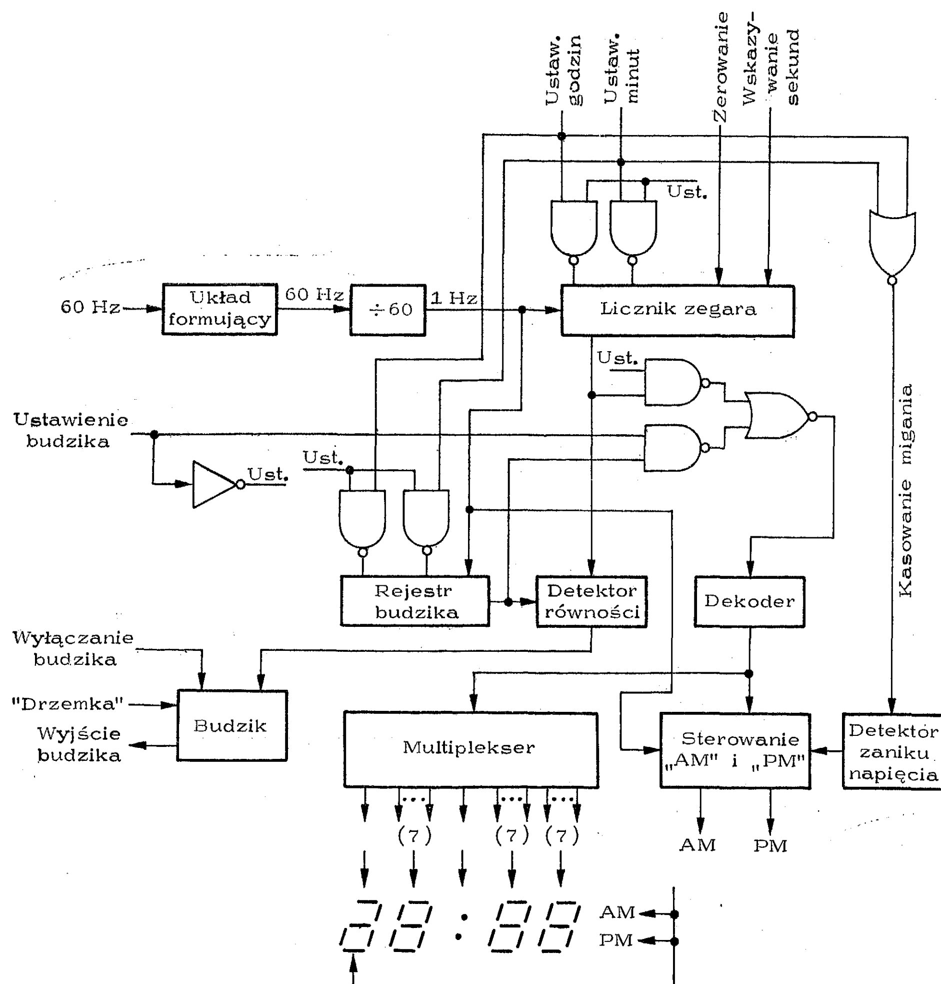
Specjalne układy scalone o wielkim stopniu integracji, zrealizowane technologią MOS przez kilka firm, umożliwiają budowę zegarów cyfrowych o minimalnej liczbie elementów zewnętrznych (rys. 6-12). Układ scalony typu S1736 (w dwurzędowej obudowie 40-nóżkowej) lub S1888 (w obudowie z końcówkami wyprowadzonymi na jednej krawędzi) współpracuje ze



Rys. 6-12. Zegar domowy z układem MOS-LSI i wskaźnikiem z płynnymi kryształami firmy American Micro-Systems, Inc.

wskaźnikiem siedmiosegmentowym typu 23500/ /23550 z płynnymi kryształami. Oba elementy produkuje firma American Micro-Systems, Inc. Zegar jest przeznaczony do zasilania z sieci 115 V, 60 Hz bez transformatora sieciowego. Napięcie stałe 22 V uzyskuje się przez wyprostowanie i stabilizację przy użyciu prostownika jednopołówkowego i diody stabilizacyjnej. Sygnał częstotliwości wzorcowej pochodzi również z sieci i jest wstępnie formowany przez dwa rezystory i diodę germanową, która zapobiega polaryzacji wewnętrznych złącz w kierunku przewodzenia. Do obsługi zegara w najprostszej wersji służą dwa przyciski: ustawianie minut i ustawianie godzin, uruchomianie tymi przyciskami odbywa się w rytmie sekundowym. Zegar wskazuje minuty i godziny w układzie 12-godzinnym. Dodatkowo są wyświetlane litery AM (przed południem) lub PM (po południu). Litery te błyskają w rytmie sekundowym. W przypadku zaniku napięcia, jego ponowne załączenie powoduje włączenie obu symboli równocześnie do czasu przeprowadzenia korekcji wskazań.

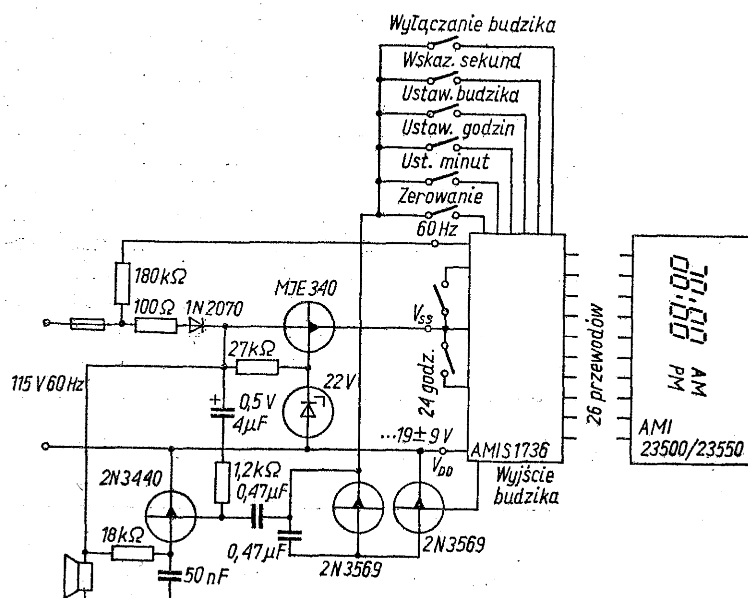
Rysunek 6-13 objaśnia blokowo wewnętrzne funkcje układu. Oprócz najprostszej wersji zegara istnieje możliwość budowy bardziej złożonych: zegara w układzie 24-godzinnym, budzika umożliwiającego pięciominutową drzemkę po pierwszym sygnale, wskazywanie sekund i jednostek minut oraz kasowanie wskazań do zera, umożliwiające wykorzystanie zegara jako sto-



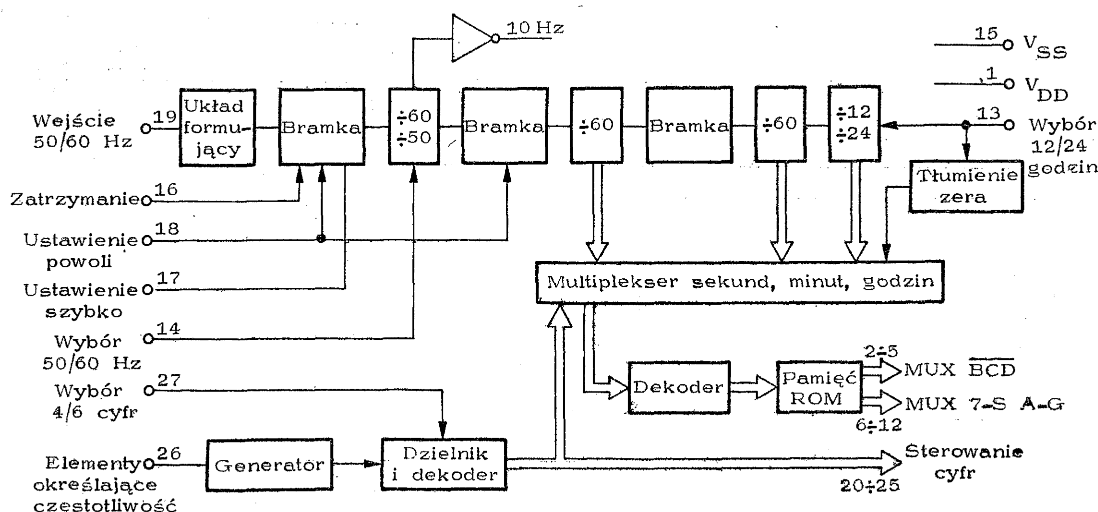
Rys. 6-13. Schemat blokowy układu scalonego S 1736/ /S 1888

pera. Dodanie zewnętrznego generatora umożliwia wykorzystanie zegara w samochodzie lub samolocie. Układ jest sterowany przebiegiem prostokątnym o częstotliwości 60 Hz, kształtowanym z napięcia sieciowego. Po podziale tej częstotliwości uzyskuje się impulsy sekundowe, które są doprowadzone do licznika sterującego wskaźnik przez dekoder i multiplekser. Po zwarciu wejścia „wskazywanie sekund" licznik pracuje jako sekundowy. Zwarcie wejścia „ustawianie minut" powoduje przełączenie licznika minut na rytm sekundowy, analogicznie odbywa się ustawianie godzin. Sygnał (zwarcie do końcówki V_{SS}) na wejściu „ustawianie budzika" zmienia funkcję wejść do ustawiania minut i godzin, które sterują wówczas rejestr budzika w rytmie sekundowym. Równocześnie rejestr budzika przejmuje sterowanie wskaźnika. Po ustawieniu, rejestr zatrzymuje swój stan, który jest stale porównywany ze stanem licznika przez detektor „równości". W chwili wystąpienia równości zostaje uruchomiony budzik. Alarm trwa 12 minut, jeżeli nie zostanie wyłączony wcześniej. Impuls na wejściu „drzemka" przerywa sygnał budzenia na 5 minut.

Na rysunku 6-14 przedstawiono schemat zegara z budzikiem, z przełączaniem na wskazania 24 lub 12-godzinne oraz przełączaniem na wskazywanie sekund i jednostek minut. Po puszczeniu przycisku „sekundy" zegar wraca do wskazywania minut i godzin bez utraty synchronizmu. Sygnał akustyczny budzenia jest wytwarzany



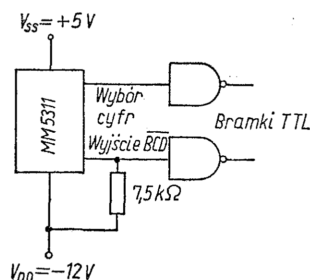
Rys. 6-14. Schemat zegara z wykorzystaniem dodatkowych funkcji układu S 1736



Rys. 6-15. Schemat blokowy układu scalonego MM5311

przez układ relaksacyjny z tranzystorem lawinowym, włączanym przez przełącznik tranzystorowy. Wyjście budzika ma wewnętrzny rezystor 5 kΩ, baza tranzystora może więc być z nim połączona bezpośrednio.

Na rysunku 6-15 pokazano schemat blokowy układu scalonego zegara typu MM 5311 firmy National Semiconductor Corp. Może on pracować w układzie 12 lub 24-godzinnym, przy częstotliwości wzorcowej 50 lub 60 Hz i sterować siedmiosegmentowy wskaźnik z diodami luminescencyjnymi, ma wyjścia w kodzie *BCD*, umożliwiające sterowanie drukarki lub większych urządzeń cyfrowych. Układ wymaga jednego źródła zasilania; tylko w przypadku, kiedy jest potrzebne bezpośrednie sterowanie układów TTL, są konieczne dwa źródła (rys. 6-16). Funk-



Rys. 6-16. Sposób połączenia układu scalonego MM5311 z układami TTL. W przypadku układów TTL małej mocy (serii SN74L) rezystor ma wartość 10 kΩ

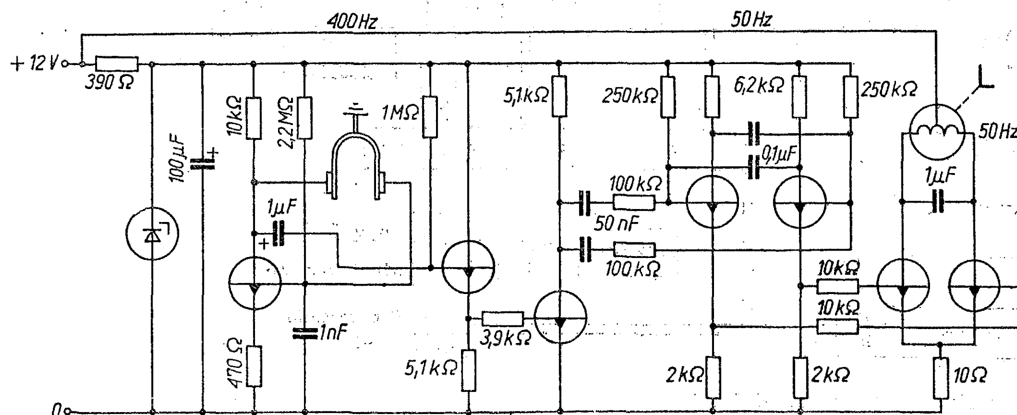
cje układu wyjaśnia schemat blokowy. Do ustawiania służą 3 wejścia: „zatrzymywanie", „ustawianie powolne", zwiększające prędkość sześćdziesięciokrotnie, oraz „ustawianie szybkie", zwiększające prędkość 60^2 razy, przy której wskazania licznika godzinowego zmieniają się co sekundę. Częstotliwość przełączania multipleksera wyznaczają zewnętrzne elementy *RC*. Oddzielne wejście zmienia układ wskaźnika na 4 lub 6-cyfrowy, a inne — przełącza licznik godzin na liczenie do 12 względnie do 24. Wewnętrzna pamięć trwała (ROM) układu jest przy produkcji zaprogramowana dla wskaźników siedmiosegmentowych i komplementarnego kodu *BCD*.

6.5 Zegar samochodowy z generatorem kamertonowym

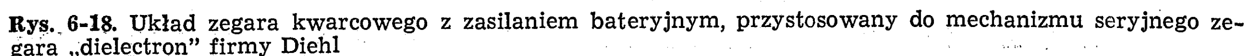
Zegar, którego schemat przedstawiono na rys. 6-17, jest produkowany przez jedną z firm japońskich z przeznaczeniem do samochodów lub łodzi, wyposażonych w akumulator o napięciu 12 V. Układ składa się z generatora kamertonowego o częstotliwości 400 Hz, dwustopniowego wzmacniacza oddzielającego obciążenie i formującego impulsy, synchronizowanego multiwibratora o częstotliwości 50 Hz, oraz przeciwsobnego wzmacniacza mocy, zasilającego zegarowy silnik synchroniczny, napędzający przez przekładnię wskazówki. Stopień mocy czerpie energię bezpośrednio z sieci 12 V, pozostałe tranzystory są zasilane napięciem stabilizowanym. Kamerton jest sprzężony z tranzystorem za pośrednictwem przetworników piezoelektrycznych. Od jego jakości zależy głównie dokładność zegara, jednak niezbyt wysokie wymagania stawiane temu typowi zegarów i konieczność obniżenia kosztu produkcji skłaniają do wyboru najprostszego rozwiązania.

6.6. Zegar kwarcowy zasilany z baterii [2]

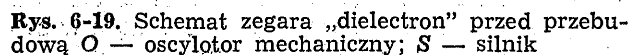
Układ z rys. 6-18 stanowi uzupełnienie seryjnego zegara bateryjnego firmy Diehl. W oryginalej wersji (rys. 6-19) zegar jest zasilany z ogniwa 1,5 V i zawiera miniaturowy silnik synchroniczny o prędkości 400 obr/min, zasilany z generatora tranzystorowego, synchronizowanego drugim generatorem o częstotliwości wy-



Rys. 6-17. Schemat japońskiego zegara do samochodu



Rys. 6-18. Układ zegara kwarcowego z zasilaniem bateryjnym, przystosowany do mechanizmu seryjnego zegara „dielectron" firmy Diehl



Rys. 6-19. Schemat zegara „dielectron" przed przebudową O — oscylator mechaniczny; S — silnik

znaczanej rezonatorem mechanicznym. Dodatkowy układ zawiera stabilizator napięcia o napięciu wyjściowym 0,91 V, generator z kwarcem oraz 4 stopnie podziału częstotliwości w układzie uniwibratorów. Pierwszy z nich obniża częstotliwość sześciokrotnie, pozostałe — pięciokrotnie. Wyjście ostatniego stopnia steruje tranzystor synchronizujący generator zasilający silnik. Z oryginalnego układu pozostał tylko jeden tranzystor. Synchronizacja odbywa się przez zwieranie uzwojeń silnika, przez co zostaje zmniejszona jego prędkość, którą poprzednio nastawiono przy pomocy tłumienia magnetycznego na wartość około 410 obr/min. Warunki pracy uniwibratorów dobiera się przez zmianę rezystorów w obwodzie bazy, o znamionowej wartości 2,4 MΩ. Cały układ pobiera prąd 180 µA; ogniwo typu R20 wystarcza na rok.

6.7. Mikrofalowy ostrzegacz włamaniowy z diodą Gunna [3]

Układ przeznaczony do wykrywania obiektów poruszających się w strzeżonych pomieszczeniach, pokazany na rys. 6-20 został opracowany przez firmę Mullard Ltd. Urządzenie wykorzystuje zjawisko Dopplera, wyrażające się zmianą częstotliwości promieniowania odbitego od poruszającego się obiektu. Zmiana częstotliwości f_d jest określona wyrażeniem

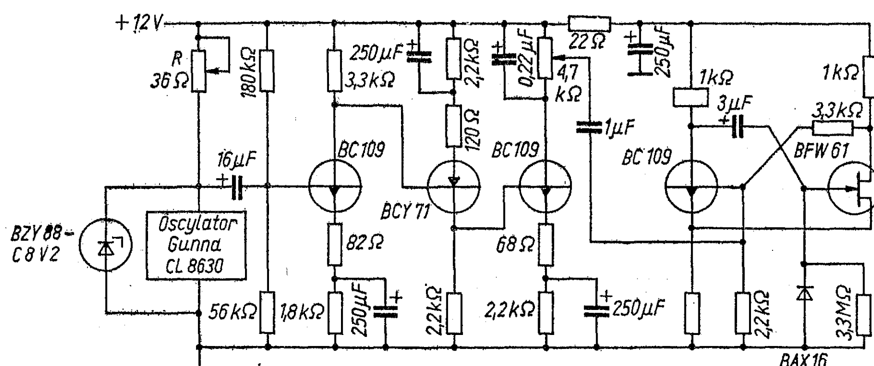
$$f_d = 2v\,f_t/c$$

w którym v oznacza prędkość obiektu względem źródła promieniowania, f_t — częstotliwość wysyłanego promieniowania, a c — prędkość propagacji promieniowania, wynoszącą dla fal elektromagnetycznych $3 \cdot 10^8$ m/s.

Dla ułatwienia i przyspieszenia procesu wykrywania ruchu jest pożądane stosowanie możliwie dużej częstotliwości; ograniczenie stanowi trudność w jej wytwarzaniu i detekcji.

W urządzeniu zastosowano diodę Gunna typu CL8630 do wytwarzania sygnałów częstotliwości od 10,675 GHz do 10,700 GHz w zakresie temperatur od 0 do 40°C, przy napięciu zasilania 7 V i prądzie 140 mA. Moc wyjściowa wynosi 8 mW, sprawność około 1%. Dioda Gunna pracuje jako mieszacz drgający z anteną tubową typu WG 16 dołączoną bezpośrednio do rezonatora generatora. Rezystor nastawny *R* umożliwia dokładne ustawienie punktu pracy generatora. Jego typowa wartość wynosi 36 Ω przy stabilizowanym napięciu zasilania 12 V. Dodatkowo rezystor *R* stanowi obciążenie mieszacza dla sygnału o częstotliwości różnicowej. Dioda stabilizacyjna zabezpiecza generator przed przepięciami.

Wzmacniacz częstotliwości Dopplera powinien zapewniać duże wzmocnienie częstotliwości w zakresie 20 do 300 Hz, wywoływanych przez ludzi poruszających się z prawdopodobną prędkością. Wzmocnienie układu wynosi 66 dB, maksymalna wartość sygnału wejściowego 2,5 mV. Kondensator na wejściu wzmacniacza powinien wykazywać małą upływność. Potencjometr na wyjściu wzmacniacza służy do ustawienia progu czułości uniwibratora nieznacznie powyżej napięcia szumów wytwarzanych przez mieszacz. Uniwibrator z tranzystorem polowym i bipolarnym został zastosowany ze względu na łatwość uzyskania impulsu o czasie około 10 s bez potrzeby wprowadzania dużych pojemności. Przez przekaźnik płynie w stanie spoczynku prąd kolektora; stanowi to zabezpieczenie przed zanikiem napięcia zasilania, który jest sygnalizowany jako alarm. Urządzenie w opisanej wersji



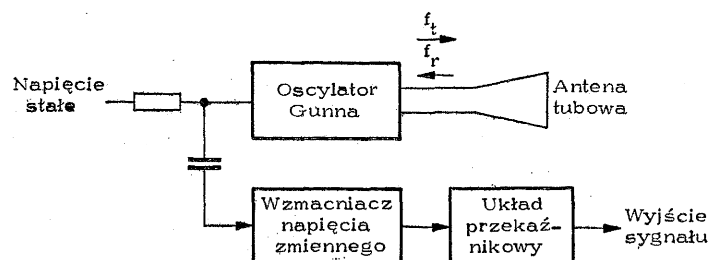
Rys. 6-20. Schemat ostrzegacza włamaniowego z diodą Gunna [3]

wykrywało skutecznie człowieka w odległości 8 m w stożku promieniowania anteny, który ma kąt 30° w obu płaszczyznach.

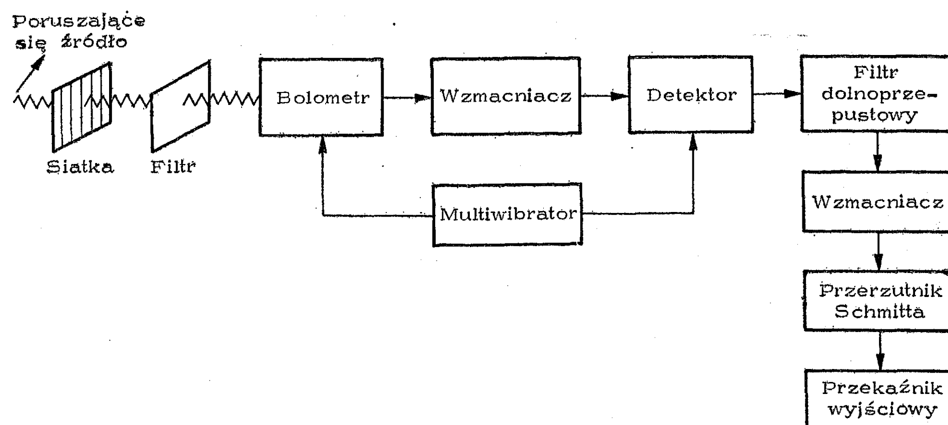
6.8 Ostrzegacz włamaniowy, wykrywający promieniowanie podczerwone (Infrared Laboratories Inc.)

Urządzenie opracowane przez W.E. Osborne'a z firmy Infrared Laboratories działa na zasadzie wykrywania promieniowania podczerwonego o długości fali od 2 do 15 µm, emitowanego przez człowieka. Zasięg wykrywania wynosi do 300 m, przy czym urządzenie pracuje całkowicie pasywnie, to znaczy nie wysyła żadnego promieniowania.

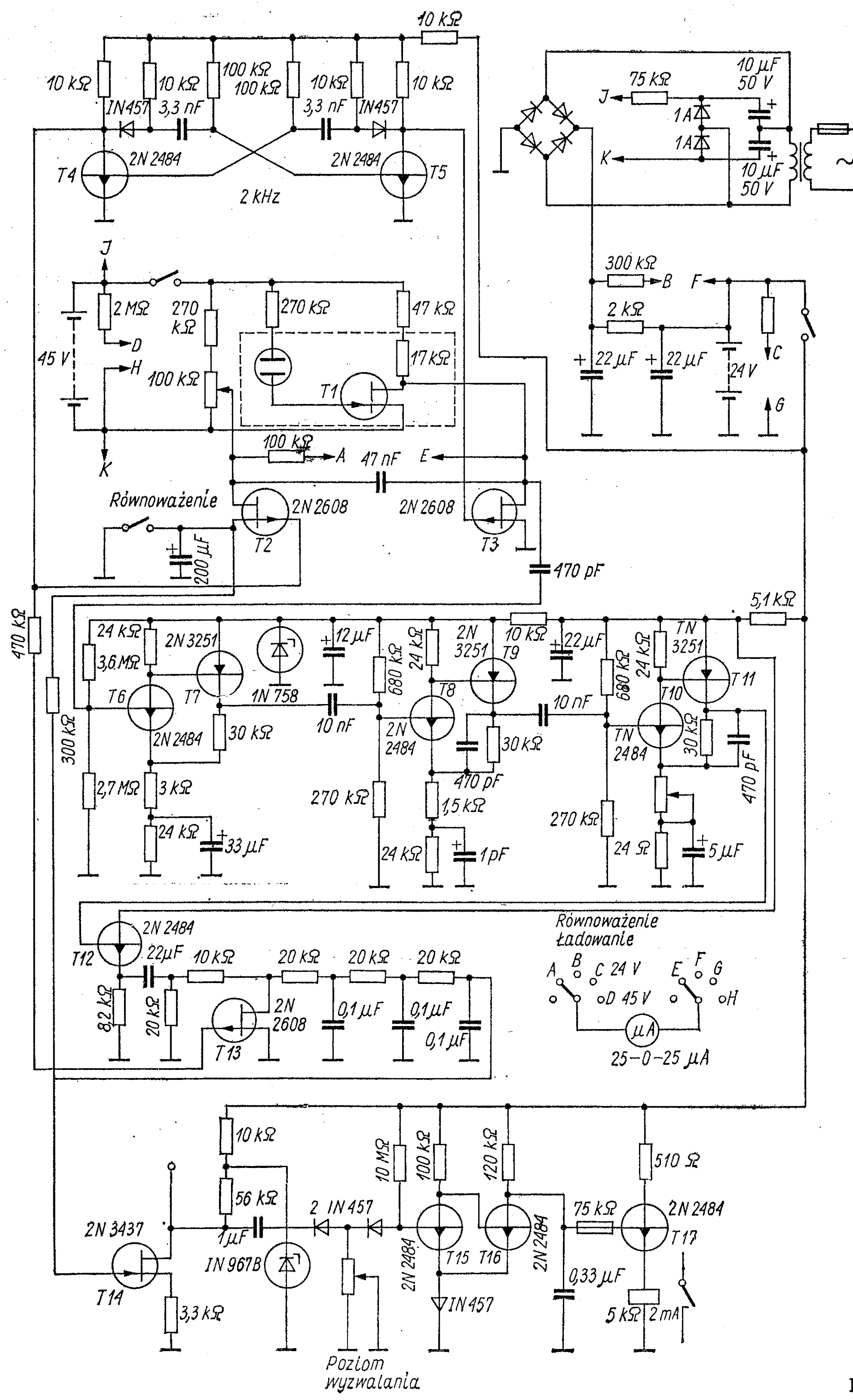
Schemat blokowy wykrywacza pokazano na rys. 6-22, a schemat elektryczny na rys. 6-23. Detektor promieniowania podczerwonego stanowi bolometr ferroelektryczny — kondensator o pojemności 5 do 25 pF z dielektrykiem ze spieku tytanianu baru (75%) i tytanianu strontu (25%), mającym temperaturę Curie leżącą w pobliżu 25°C. Przy produkcji bolometrów mieszanina jest mielona do średnicy około 1 µm, prasowana w płatki o powierzchni 0,5 do 2 mm² i spiekana. Na każdy płatek nanosi się elektrody, uzyskując małe kondensatory, których pojemność może być modulowana promieniowaniem podczerwonym. Przenikalność dielektrycz-



Rys. 6-21. Schemat blokowy ostrzegacza mikrofalowego



Rys. 6-22. Schemat blokowy „wykrywacza ruchu" Osborne'a



Rys. 6-23. Schemat wykrywacza

na bolometrów zmienia się w przybliżeniu o 5%/deg w pobliżu temperatury Curie. Promieniowanie podczerwone jest skupiane na bolometrze za pomocą soczewki z germanu lub siarczku cynku. Pierwszy typ soczewki nie przepuszcza promieniowania poniżej 2 μm, drugi wymaga zastosowania oddzielnego filtru dla eliminacji promieniowania słonecznego. Przed detektorem jest umieszczona także siatka modulująca sygnał wykrywany częstotliwością 0 do 25 Hz, w zależności od prędkości poruszania się włamywacza. W układzie elektronicznym bolometr jest włączony w obwód bramki tranzystora polowego *T1*; zmiany pojemności pod wpływem zmian padającego promieniowania powodują przepływ prądu bramki. Sygnał wzmocniony w pierwszym stopniu moduluje sygnał o częstotliwości nośnej 2 kHz, wytwarzany przez multiwibrator. Ta sama częstotliwość jest doprowadzona do detektora synchronicznego z tranzystorem *T13*. Sygnał modulowanej częstotliwości nośnej jest wzmacniany przez układ z trzema parami tranzystorów przeciwstawnych, a po detekcji przechodzi przez filtr dolnoprzepustowy, pozostawiający tylko napięcie o częstotliwości 0 do 25 Hz. Składowa stała tego przebiegu po dodatkowej filtracji jest doprowadzona do źródła tranzystora *T2* w układzie modulatora dla kompensacji powolnych zmian temperatury otoczenia, zaś składowa zmienna przez kondensator o pojemności 1 μF i układ do ustawiania progu czułości steruje przerzutnik Schmitta, uruchomiający stopień przekaźnikowy. Wstępne równoważenie układu przeprowadza się po zwarciu źródła tranzystora *T2* do masy, ustawiając potencjometr 100 kΩ w takim położeniu, aby wbudowany miernik nie wykazywał napięcia między drenami tranzystorów *T2* i *T3*. Ten sam miernik jest wykorzystywany również do sprawdzania napięć akumulatorów i kontroli prądu ładowania.

6.9 Sygnalizator włamaniowy reagujący na zmianę impedancji anteny [4]

Przedmioty w pobliżu anteny promieniującej fale decymetrowe wpływają na jej impedancję przez odbijanie części energii. Jeżeli antena jest zasilana z jednostopniowego nadajnika małej

Rys. 6-24. Schemat głowicy ostrzegacza [4]

Rys. 6-25. Schemat układu sygnalizacji

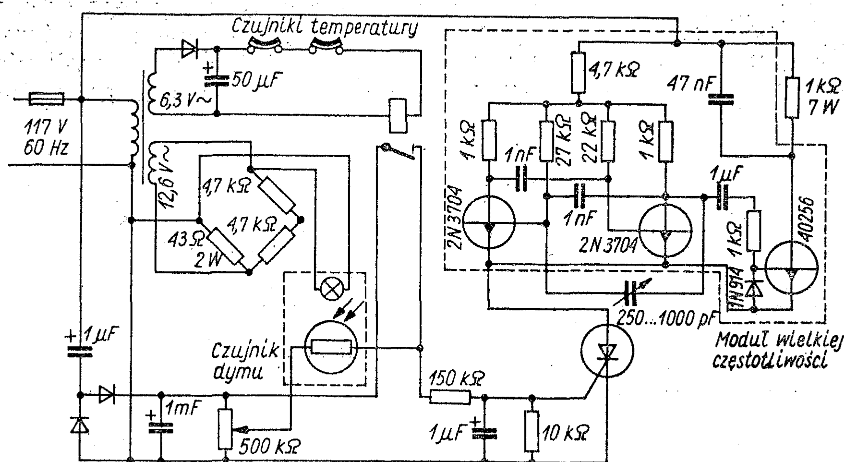
mocy, te zmiany impedancji wywołują — łatwe do wykrycia — zmiany amplitudy sygnału w obwodzie generatora. Na tej zasadzie pracuje opisywany sygnalizator. Głowica detekcyjna (rys. 6-24) może być umieszczona w odległości kilkudziesięciu metrów od układu sygnalizacji (rys. 6-25).

Generator z tranzystorem *T1* ma obwód rezonansowy w postaci ścieżki na płytce drukowanej. Do tej samej płytki jest przymocowana antena wykonana z pręta o średnicy 12 mm i długości 300 mm. Częstotliwość drgań generatora wynosi około 400 MHz, zasięg wykrywania poruszającego się człowieka — 12 m. Zmiany prądu generatora wywołują zmiany napięcia na rezystorze 3,3 kΩ. Te zmiany napięcia, o częstotliwości od ułamka herca do około 10 Hz zostają przez kondensator doprowadzone do wejścia trzystopniowego wzmacniacza ze sprzężeniem bezpośrednim, a po wzmocnieniu — przewodami do układu sygnalizacji. Tranzystory *T5* i *T6* tworzą dwustopniowy wzmacniacz ze sprzężeniem *RC*. W stopniu z tranzystorem *T5* zastosowano pojemności ograniczające wzmocnienie większych częstotliwości i wrażliwość na zakłócenia. Przerzutnik z tranzystorami *T10, T11* uruchamia przekaźnik alarmowy. Do kasowania alarmu służy przycisk *S2*. Oddzielny przerzutnik *T8, T9* jest potrzebny tylko wtedy, gdy urządzenie pracuje z kilkoma głowicami równocześnie. Wygodnie jest wówczas usunąć rezystor 150 kΩ z obwodu kolektora *T11*, przez co alarm nie jest podtrzymywany, a odpowiednia żarówka świeci trwale, wskazując, która głowica wywołała alarm. Ponieważ przyrząd może być wyzwolony czynnikami przypadkowymi, jest pożądane zastąpienie *S1* układem tranzystorowym, który co kilka sekund kasuje ewentualne przypadkowe alarmy.

6.10 System sygnalizacji okrężnej (Heathkit)

System sygnalizacyjny firmy Heathkit wykorzystuje do przesyłania sygnałów alarmowych przewody sieci zasilającej. Zależnie od zastosowanych czujników można go używać do sygnalizacji włamaniowej, pożarowej, przekroczenia krytycznej temperatury, poziomu wody, wilgotności itp. Nadajnik w wersji pożarowej (rys. 6-26) jest sterowany bimetalicznymi czujnikami temperatury oraz fotoelektrycznym czujnikiem dymu. Czujniki temperatury przerywają obwód normalnie wzbudzonego przekaźnika. Czujnik dymu zawiera żarówkę, wysyłającą wiązkę światła pod kątem prostym do osi fotorezystora, który w czystym powietrzu nie jest oświetlony. Pojawienie się dymu w powietrzu powoduje rozproszenie światła w czujniku i oświetlenie fotorezystora. Włókno żarówki jest włączone w układ mostkowy, zrównoważony przy dobrej żarówce. Przerwanie włókna powoduje rozstrojenie mostka i wywołuje alarm. Zadziałanie któregokolwiek z czujników powoduje zapłon tyrystora i włączenie modułu wielkiej częstotliwości do sieci.

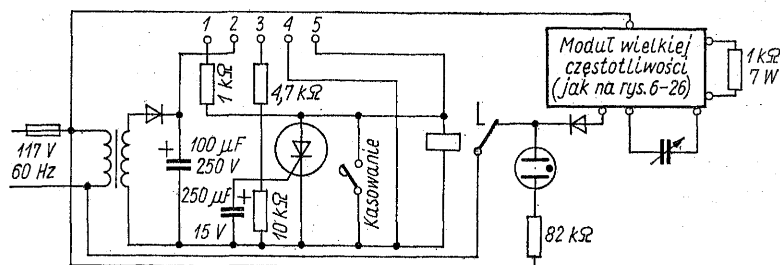
Moduł wielkiej częstotliwości składa się z multiwibratora, wytwarzającego drgania o częstotliwości około 50 kHz i tranzystora przełącznikowego, włączającego do sieci rezystor 1 kΩ w czasie dodatnich połówek okresu na kolektorach tranzystorów, w rytmie 50 kHz. Tyrystor oprócz funkcji włączania spełnia jeszcze rolę prostownika. Tylko tranzystor przełącznikowy musi wytrzymywać napięcie sieci. Tranzystory multiwibratora przewodzą na zmianę i napięcie na tranzystorze, który właśnie nie przewodzi,



Rys. 6-26. Nadajnik sygnalizacji pożarowej (Heathkit GD 87)

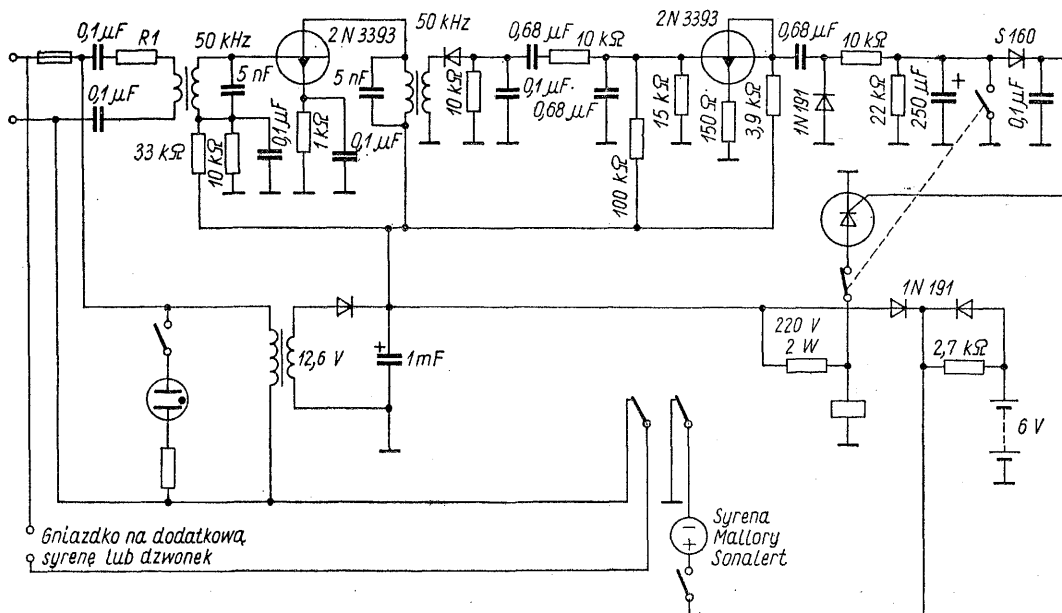
jest zmniejszone o spadek napięcia na rezystorze 4,7 kΩ, wspólnym dla obu tranzystorów. Przy bardzo wielkiej prostocie układu uzyskuje się moc wielkiej częstotliwości wynoszącą kilka watów. Większa część tej mocy wydziela się w rezystorze 1 kΩ w obwodzie kolektora tranzystora przełącznikowego, ze względu na małą impedancję sieci.

Nadajnik alarmu włamaniowego (rys. 6-27) zawiera analogiczny moduł wielkiej częstotliwości, lecz różni się on od poprzedniej wersji układem sterującym. Nadajnik może współpracować z różnymi typami czujników stykowych lub oporowych, np. sygnalizujących poziom wody, wilgotność, otwarcie drzwi itp. Zaciski *1—2* są przeznaczone dla czujników normalnie zwartych o rezystancji spoczynkowej poniżej 800 Ω. Do zacisków *2—3* dołącza się czujniki normalnie otwarte o rezystancji spoczynkowej powyżej 350 kΩ, zaś zaciski *4—5* służą do włączania czujników normalnie otwartych o rezystancji spoczynkowej rzędu 1 kΩ. Przez uzwojenie przekaźnika przepływa prąd spoczynkowy, który w przypadku alarmu jest bocznikowany albo bezpośrednio przez czujnik niskoomowy, albo przez tyrystor włączony przez czujnik. W drugim przypadku wysyłanie alarmu trwa nawet po powrocie czujnika do stanu spoczynkowego, aż do zwarcia tyrystora przyciskiem „kasowanie alarmu".



Rys. 6-27. Nadajnik sygnalizacji włamaniowej (Heathkit GD 97)

Odbiornik alarmowy typu GD 77 (rys. 6-28) składa się ze wzmacniacza wielkiej częstotliwości z dwoma obwodami rezonansowymi, detektora wielkiej częstotliwości, aperiodycznego wzmacniacza napięcia o częstotliwości 60 Hz (częstotliwość sieci w Stanach Zjednoczonych), detektora małej częstotliwości i tyrystorowego stopnia przekaźnikowego. W tym celu by odbiornik sygnalizował również zanik napięcia zasilającego, przekaźnik jest w stanie spoczynkowym włączony, a wyłączony kiedy jego cewka zostanie zbocznikowana przez zapłon tyrystora. Odpadnięcie zwory przekaźnika włącza zasilanie z baterii do syreny z wewnętrznym generato-

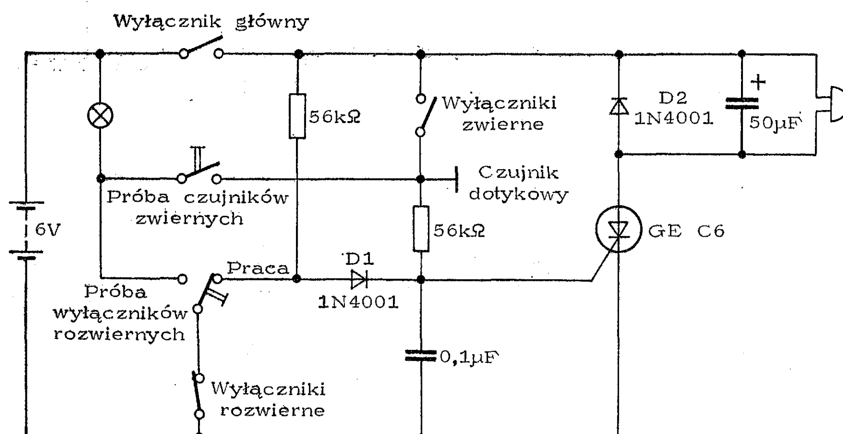


Rys. 6-28. Odbiornik sygnalizacji okrężnej

rem tranzystorowym oraz łączy gniazdko przeznaczone dla dodatkowego sygnalizatora z napięciem sieci.

6.11 Prosty sygnalizator włamaniowy [5]

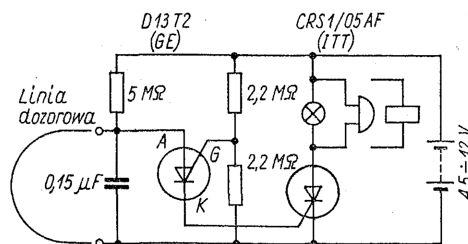
Na rysunku 6-29 przedstawiono schemat prostego układu sygnalizatora włamaniowego, który może współpracować z trzema typami czujników: zwiernymi, rozwiernymi oraz reagować bezpośrednio na dotknięcie strzeżonych przedmiotów metalowych. Najistotniejszym elementem układu jest tyrystor o dużej czułości bramki. Dotknięcie przedmiotu strzeżonego powoduje wzrost pojemności czujnika dotykowego i przepływu małego prądu o częstotliwości sieci zasilającej, wystarczającego do zapłonu tyrystora. Zamknięcie obwodu czujnika zwiernego dołącza napięcie baterii do bramki tyrystora przez rezystor ograniczający prąd, zaś otwarcie czujnika rozwiernego włącza prąd przez drugi rezystor i diodę *D1*. Dodatkowy przełącznik i przycisk umożliwiają sprawdzanie obwodów nadzorowych bez wywoływania alarmu.



Rys. 6-29. Schemat prostego sygnalizatora włamaniowego z trzema typami czujników [5]

6.12 Sygnalizator włamaniowy z małym prądem spoczynkowym

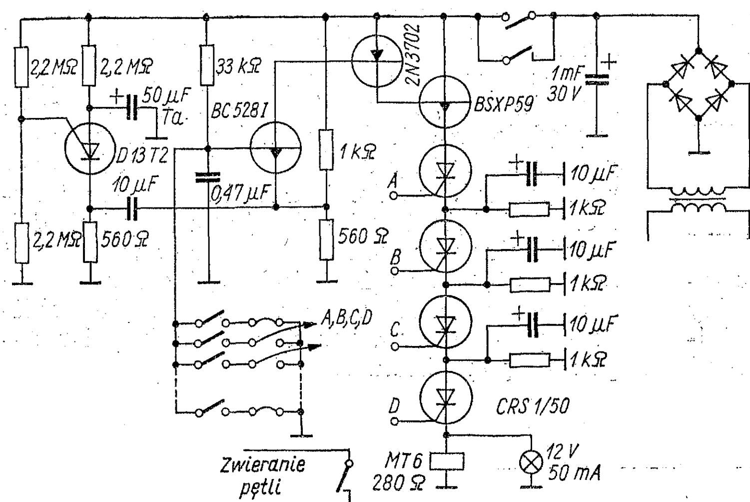
Przy zasilaniu bateryjnym sygnalizatora pracującego z czujnikami rozwiernymi jest istotne ograniczenie prądu spoczynkowego dla zwiększenia trwałości baterii. Układ pokazany na rys. 6-30 wykorzystuje bardzo dużą czułość programowanego tranzystora jednozłączowego typu D13T2, którego zapłon może być wywołany prądem 150 nA. Po rozwarciu linii dozorowej kondensator ładuje się do napięcia zapłonu przez rezystor 5 MΩ i rozładowuje impulsowo przez bramkę tyrystora, powodując jego włączenie. Żarówka włączona równolegle do dzwonka względnie uzwojenia przekaźnika podtrzymuje przepływ prądu przy przerwaniu obwodu przez przerywacz dzwonka i umożliwia zapłon tyrystora z obciążeniem indukcyjnym przy krótkich impulsach w obwodzie bramki. Bez rezystancji bocznikującej obciążenie indukcyjne w obwodzie anody tyrystor nie zdąży osiągnąć prądu stabilnego przewodzenia przed końcem impulsu zapłonowego na bramce.



Rys. 6-30. Schemat sygnalizatora pobierającego mały prąd z baterii

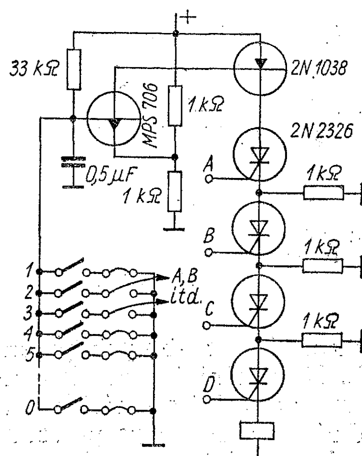
6.13 Prosty zamek kodowy

Elektroniczny zamek cyfrowy (rys. 6-31) współpracuje z systemem sygnalizacji włamaniowej i umożliwia osobom znającym hasło cyfrowe wyłączenie instalacji alarmowej na czas potrzebny na wejście do strzeżonego pomieszczenia i zablokowanie instalacji przez włożenie klucza do skrzynki urządzenia alarmowego. Na zewnętrznej stronie drzwi strzeżonego pomieszczenia jest umieszczona płytka z jedenastoma przyciskami oraz żarówką sygnalizacyjną. Otwarcie drzwi



Rys. 6-31. Schemat elektronicznego zamka cyfrowego

bez nastawienia właściwego kodu powoduje przerwanie linii dozorowej przez styki wyłącznika drzwiowego. Naciśnięcie przycisku oznaczonego gwiazdką powoduje włączenie zasilania układu. Tranzystory bipolarne zostają nasycone i dołączają napięcie do połączonych szeregowo tyrystorów. Układ z programowanym tranzystorem jednozłączowym zaczyna odmierzać czas. Naciśnięcie czterech przycisków we właściwej kolejności powoduje kolejne „zapalenie" wszystkich tyrystorów i zadziałanie przekaźnika, zbocznikowanie wyłącznika drzwiowego oraz zestyków przycisku z gwiazdką i zaświecenie żarówki. Po otwarciu drzwi można wejść do pomieszczenia i trwale wyłączyć urządzenie alarmowe. Po upływie zadanego czasu (dla podanych wartości około 100 s) tranzystor jednozłączowy wytwarza na emiterze pierwszego tranzystora impuls dodatni, który powoduje odcięcie wszystkich tranzystorów i powrót całego układu do stanu wyjściowego. Prawidłowe „zapalanie" poszczególnych tyrystorów odbywa się na tyle szybko, że kondensator o pojemności 0,47 µF nie zdąży się rozładować do napięcia powodującego odcięcie tranzystorów. Zapłon ułatwiają kondensatory o pojemności 10 µF, zwiększające impulsowy prąd bramki. Po zapłonie tyrystora, napięcie zasilające pojawia się na rezystorze 1 kΩ, umożliwiając zapłon następnego tyrystora. W przypadku naciśnięcia niewłaściwego klawisza, baza pierwszego tranzystora zostaje zwarta do masy, powodując wyłączenie całego układu. Podobnie przy naciśnięciu klawisza w niewłaściwej kolejności, kiedy odpowiedni tyrystor nie może zostać włączony ze względu na brak napięcia na anodzie, jego bramka stanowi małą impedancję, powodując rozładowanie kondensatora o pojemności 0,47 µF i wyłączenie wszystkich tranzystorów i już zapalonych tyrystorów.

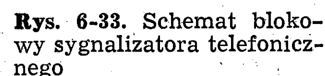


Rys. 6-32. Uproszczona wersja zamka cyfrowego [6]

W układzie De Loacha (rys. 6-32) nie ma wyłącznika czasowego, a dzięki zastosowaniu czułych tyrystorów i tranzystorów o dużym wzmocnieniu liczba elementów mogła ulec zmniejszeniu.

6.14 Automatyczny sygnalizator telefoniczny

Układ, którego zasadę przedstawiono na schemacie blokowym na rys. 6-33, a praktyczną realizację — na rys. 6-34, może być użyty jako sygnalizator włamaniowy, np. do strzeżenia mieszkania w czasie nieobecności właścicieli, albo do automatycznego przekazywania określonych meldunków o stanie nienadzorowanych urządzeń lub do wzywania pomocy dla osób chorych, które nie mogą same obsługiwać telefonu.



Rys. 6-33. Schemat blokowy sygnalizatora telefonicznego



Rys. 6-34. Schemat elektryczny sygnalizatora

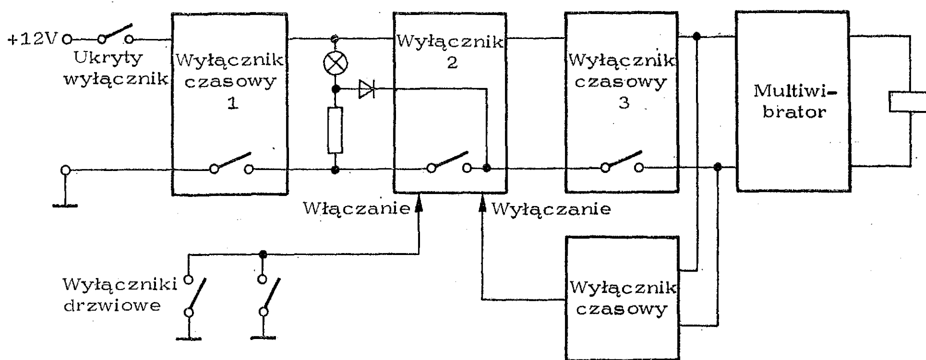
Urządzenie samoczynnie wybiera określone numery i nadaje teksty zarejestrowane na taśmie magnetofonowej, a po skończeniu każdego tekstu przerywa połączenie. Liczba i długość przesłanych meldunków jest ograniczona tylko zapasem taśmy w magnetofonie.

Zasadę działania objaśnia schemat blokowy, na którym narysowano wszystkie styki przekaźników oraz szczegóły obwodu telefonicznego. Wywołanie alarmu, np. przez przerwanie linii dozorowej, powoduje zadziałanie przekaźnika *A* w detektorze alarmu. Jego styk *a1* włącza zasilanie magnetofonu, styk *a2* włącza zasilanie pozostałych bloków urządzenia a styk *a3* włącza do linii telefonicznej rezystor 560 Ω, co odpowiada podniesieniu słuchawki telefonu. Magnetofon dwukanałowy (stereofoniczny, lub monofoniczny czterościeżkowy z dodatkowym wzmacniaczem odczytu) ma na jednej ścieżce zarejestrowane sygnały sterujące, a na drugiej odpowiednie teksty. Sygnały sterujące mają postać impulsów o częstotliwości 4,3 kHz (wybieranie

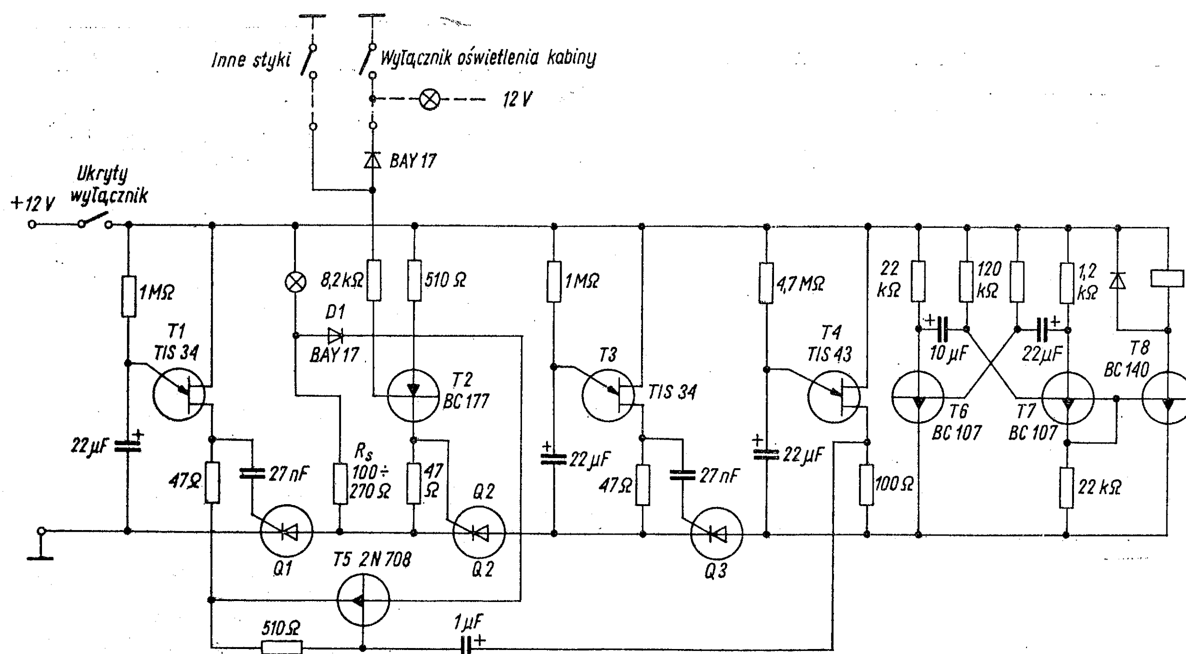
numeru) i 5,8 kHz (odwieszanie). Impulsy częstotliwości wybierania po detekcji w układzie z tranzystorem *T3* uruchomiają za pośrednictwem tranzystora *T4* przekaźnik *C*. Ze względu na wymaganą szybkość działania, jest to przekaźnik języczkowy. W czasie wybierania numeru jest konieczne odłączenie obciążenia linii. W telefonie tę funkcję spełnia dodatkowy styk tarczy numerowej, zaś w opisywanym układzie — tranzystory *T5* i *T6*, wprowadzające konieczne opóźnienie czasowe za pośrednictwem układu *RC*, oraz przekaźnik *D*. Opóźnienie odpadania przekaźnika *D* wynosi 150 ms, w związku z czym nie nadąża on za impulsowaniem sygnału wybierania. Po wybraniu numeru linia telefoniczna zostaje ponownie obciążona rezystorem 560 Ω i z drugiej ścieżki magnetofonu zostaje odtworzony tekst. Dla uproszczenia układu nie przewidziano kontroli zgłoszenia się wywoływanego abonenta. Dla umożliwienia wybrania następnego numeru, po skończeniu meldunku jest konieczne przerwanie na kilka sekund obwodu telefonicznego, dokonywane normalnie przez odłożenie słuchawki na widełki. Tę czynność spełnia w sygnalizatorze układ tranzystorów *T7* i *T8*, sterowany częstotliwością 5,8 kHz. Po upływie czasu potrzebnego do wysłania wszystkich meldunków działa układ czasowy z programowanym tranzystorem jednozłączowym *Q9* i tyrystorem z bramką anodową *Q10*, powodując odłączenie wszystkich bloków, z wyjątkiem układu z przekaźnikiem *B*, który podtrzymuje się aż do przybycia obsługi i odłączenia zasilania. Elementy *Q9* i *Q10* oznaczają ten sam przyrząd, różne jest tylko jego sterowanie, dzięki czemu można go wykorzystać jako tranzystor jednozłączowy lub tyrystor sterowany impulsem ujemnym. Zamiast układu czasowego można zastosować do końcowego wyłączania oddzielny ton sterujący oraz układ podobny do *T7*, *T8*, ale z przekaźnikiem o magnetycznym podtrzymywaniu, który wyłącza zasilanie całkowicie.

6.15 Sygnalizator włamaniowy do samochodu [7]

Ostrzegacz włamaniowy do samochodu powinien umożliwiać włączenie go przed opuszczeniem samochodu, otwarcie i zamknięcie drzwi bez alarmu w czasie około 25 s od włączenia, a po ponownym otwarciu drzwi działać z podobną zwłoką, aby umożliwić wyłączenie go ukrytym wyłącznikiem. Alarm powinien być sygnalizowany dźwiękiem przerywanym i wyłączać się po zamknięciu drzwi po czasie około 5 minut, po czym urządzenie powinno być ponownie zdolne do sygnalizacji następnej próby włamania. Wyliczone funkcje ilustruje schemat blokowy przedstawiony na rys. 6-35. Układ zawiera trzy stopnie przełącznikowe, włączane kolejno: pierwszy w 25 s po załączeniu napięcia ukrytym wyłącznikiem, drugi natychmiast po otwarciu drzwi, trzeci w 25 s później. Włączenie trzeciego stopnia uruchamia alarm w postaci przerywanego tonu klaksonu. Po upływie 5 minut drugi stopień zostaje impulsowo wyłączony i układ jest znowu gotowy do pracy. Schemat przedstawiono na rys. 6-36. Wszystkie opóźnienia czasowe zrealizowano przy użyciu tranzystorów jednozłączowych. W tym celu by można było uzyskać długie i powtarzalne opóźnienia, tranzystory powinny wykazywać małą wartość prądu szczytowego. W obwodach czasowych zastosowano kondensatory tantalowe. Tyrystor *Q1* jest włączany impulsem doprowadzanym do bramki po 25 s od włączenia zasilania, po czym podtrzymuje się przez przepływ prądu anodowego przez rezystor R_8 i żaróweczkę sygnalizującą uzbrojenie urządzenia. Zamknięcie jednego z wyłączników zabezpieczających powoduje nasycenie tranzystora *T2* i zapłon tyrystora *Q2*, co jest sygnalizowane przez zwiększenie jaskrawości żarówki, włączonej na pełne napięcie przez diodę *D1*. Ma to na celu przypomnienie właś-



Rys. 6-35. Schemat blokowy sygnalizatora samochodowego [7]



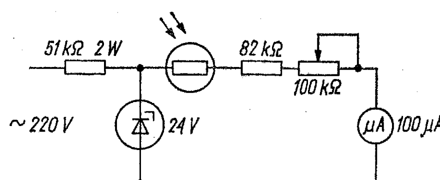
Rys. 6-36. Schemat elektryczny sygnalizatora do samochodu

cicielowi samochodu, że należy wyłączyć ukryty wyłącznik. Jeżeli nie nastąpi to w ciągu 25 s, wówczas zostanie włączony tyrystor *Q3*, zacznie pracować multiwibrator *T6*, *T7*, sterujący stopień przekaźnikowy z tranzystorem *T8*, który przez przekaźnik uruchamia klakson. Po czasie wyznaczonym przez układ z tranzystorem *T4*, na rezystorze włączonym w obwód jego drugiej bazy powstanie impuls, powodujący nasycenie tranzystora *T5*, który bocznikuje i wyłącza tyrystory *Q1* i *Q2*. Prąd spoczynkowy urządzenia wynosi tylko 20 mA, co praktycznie nie stanowi obciążenia akumulatora samochodowego i umożliwia stosowanie sygnalizatora nawet poza samochodem np. do strzeżenia domków wakacyjnych lub łodzi. Prąd spoczynkowy można zmniejszyć bez zmiany układu tylko do wartości, zapewniającej trwałe włączenie tyrystora *Q1*.

6.16 Światłomierz do powiększalnika fotograficznego

Dobór naświetlenia powiększeń fotograficznych odbywa się zazwyczaj metodą prób i błędów. Zastosowanie prostego światłomierza (rys. 6-37) umożliwia znaczne usprawnienie pracy w ciemni i naświetlenie dużej liczby powiększeń, a następnie ich oddzielne wywołanie bez obawy popełnienia błędu, który spowodowałby zniszczenie całej serii.

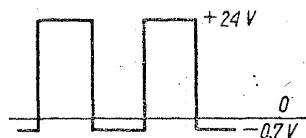
Układ stanowi omomierz zasilany stabilizowanym napięciem tętniącym istniejącym na diodzie stabilizacyjnej, która równocześnie prostuje i stabilizuje napięcie. Kształt napięcia na diodzie wyobraża rys. 6-38. Wartość rezystora włączonego w szereg z fotorezystorem i mikroampero-



Rys. 6-37. Schemat światłomierza do powiększeń fotograficznych

mierzem dobiera się tak, aby przy oświetleniu fotorezystora lampą stołową uzyskać pełne wychylenie miernika. Cechowanie światłomierza najwygodniej przeprowadzić przy użyciu powiększalnika, notując wartość przysłony obiektywu i odpowiadające jej wychylenie. Uzyskane wartości nanosi się na wykres, ułatwiający interpolację. Zakres natężeń oświetlenia można zwiększyć powtarzając te same wartości przysłony przy zmienionej odległości głowicy powiększalnika od światłomierza. Kolejne wartości na skali, odpowiadające sąsiednim wartościom przysłony (np. 2,8, 4, 5,6, 8, 11 itd.) oznacza się kolejnymi liczbami naturalnymi (np. 11, 10, 9 itd.). Bezwzględna wartość natężenia nie jest w tym zastosowaniu istotna, gdyż światłomierz trzeba następnie wycechować doświadczalnie,

dobierając dla każdego typu i rodzaju papieru odpowiedni czas naświetlenia dla określonego wychylenia miernika. Trzeba to zrobić tylko dla jednej wartości wskazywanej; przy wartości większej np. o 3 działki czas naświetlenia będzie



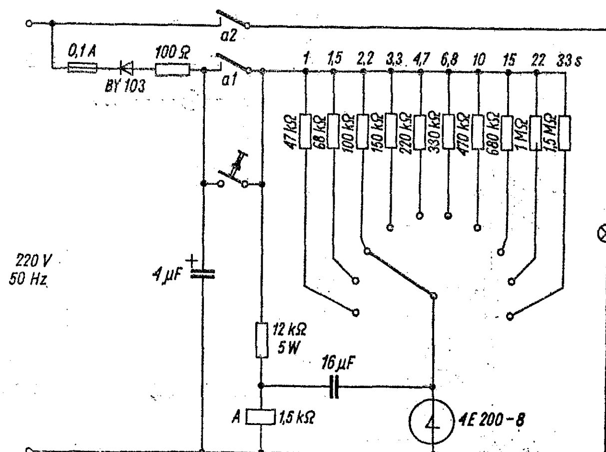
Rys. 6-38. Kształt napięcia zasilającego światłomierz

$2^3 = 8$ razy krótszy. Najwygodniej mierzyć oświetlenie najciemniejszego miejsca negatywu, np. na twarzy. Przyrząd umożliwia również określenie kontrastowości negatywu przez pomiar w dwóch miejscach, najjaśniejszym i najciemniejszym. Przy budowie światłomierza należy zwrócić uwagę na dobrą izolację, ponieważ instrument jest galwanicznie połączony z siecią.

Fotorezystor wykazuje czułość sięgającą aż do podczerwieni, dlatego przy jego używaniu trzeba wyłączać czerwoną lampę ciemniową. Przy spadku napięcia w sieci żarówka powiększalnika emituje światło, którego widmo jest przesunięte w stronę czerwieni, a więc w stronę mniejszej aktywności. Wynikający stąd błąd w naświetleniu papieru może być skompensowany przez układ przekaźnika czasowego do powiększalnika lub przez zastosowanie zielonego filtru przed fotorezystorem. Błędu można także uniknąć stabilizując napięcie zasilające żarówkę. Ten sposób jest jedynym rozwiązaniem przy fotografii barwnej.

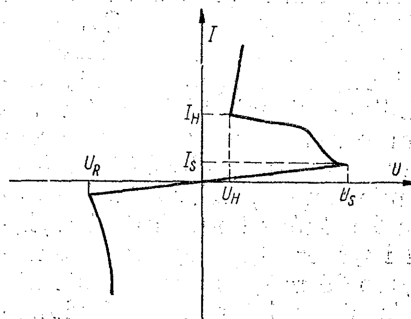
6.17 Wyłącznik czasowy do powiększalnika [8]

Układ wyłącznika czasowego, pokazany na rys. 6-39 wykorzystuje właściwości diody czterowarstwowej (rys. 6-40): gdy napięcie w kierunku przewodzenia osiągnie wartość U_S, tak zwane napięcie włączenia, dioda wykazuje rezystancję ujemną, dopóki napięcie na diodzie nie spadnie do wartości U_H, zwanej napięciem podtrzymania. Dla dalszej części charakterystyki rezystancja ma małą wartość dodatnią. Wyłączenie diody następuje wówczas, gdy napięcie spada poniżej wartości napięcia podtrzymania. Dioda 4E200-8 ma napięcie włączenia równe



Rys. 6-39. Schemat wyłącznika czasowego z diodą czterowarstwową [8]

200 V, prąd włączenia mniejszy od 125 μA, prąd podtrzymania od 1 do 15 mA; można ją obciążyć trwale prądem 150 mA, impulsowo — prądem 10 A. Wyłącznik czasowy otrzymuje zasilanie przez bezpośrednie wyprostowanie napięcia sieci. Włączenie następuje przez naciśnięcie



Rys. 6-40. Charakterystyka diody czterowarstwowej

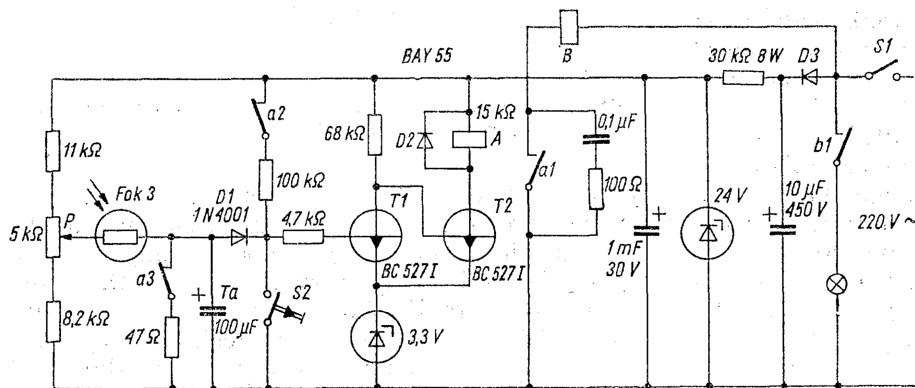
przycisku P. Przekaźnik przyciąga, włączając żarówkę powiększalnika i wybrany rezystor, przez który następuje ładowanie kondensatora o pojemności 16 μF (nie elektrolityczny). Kiedy napięcie na kondensatorze osiąga wartość napięcia włączenia diody, następuje jej zapłon; kondensator rozładowuje się przez diodę i przekaźnik, przy czym kierunek prądu rozładowania jest przeciwny do poprzedniego, powodując odpadnięcie przekaźnika i powrót układu do stanu wyjściowego.

Czas naświetlenia odpowiadający poszczególnym położeniom przełącznika tworzy szereg E6. Ułatwia to wprawdzie dobór wartości rezystorów, ale do celów fotograficznych wygodniejszy jest szereg o iloczynie $\sqrt{2}$; sąsiednie wartości czasu różnią się wówczas o połowę wartości świetlnej.

Wartość czasu zależy od napięcia zasilania. Stanowi to jednak zaletę, gdyż umożliwia skompensowanie zmian aktywności fotograficznej światła żarówki.

6.18 Dozymetr do powiększalnika fotograficznego

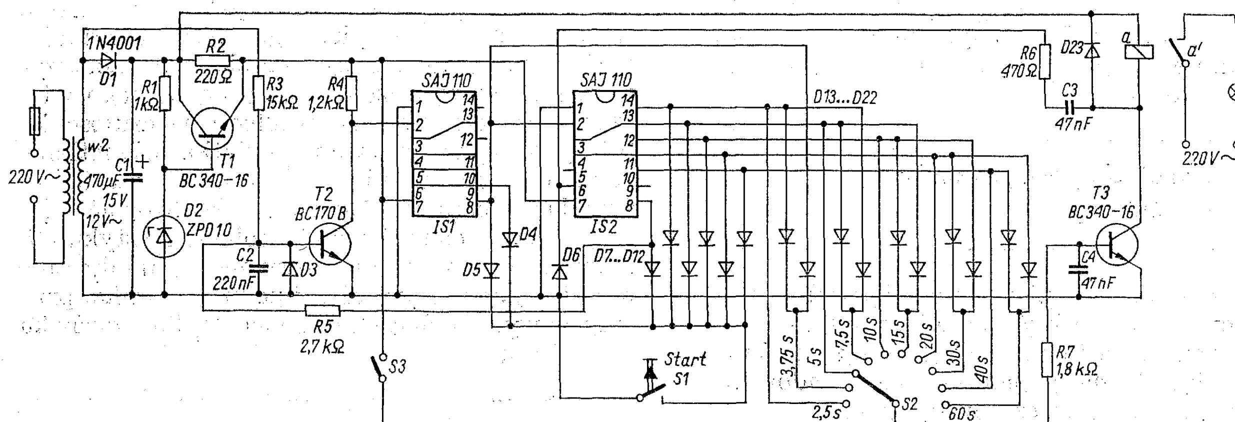
Czas naświetlania papieru w powiększalniku fotograficznym może być ustawiany automatycznie — w zależności od średniego natężenia światła padającego na papier — przez ładowanie kondensatora układu czasowego przez fotorezystor mierzący światło (rys. 6-41). Fotorezystor, stanowiący czujnik jest umieszczony w układzie optycznym, złożonym z tubusa i soczewki i skierowanym na środek deski powiększalnika. Dla uproszczenia konstrukcji w układzie nie zastosowano transformatora sieciowego, ale napięcie jest stabilizowane przez diodę stabilizacyjną. Zmusza to do zastosowania czułego przekaźnika *A*, który nie może bezpośrednio włączać żarówki powiększalnika, lecz czyni to za pośrednictwem silniejszego przekaźnika *B*. Tranzystory *T1* i *T2* tworzą przerzutnik Schmitta z napięciem progowym około 6 V. Po włączeniu napięcia wyłącznikiem *S1* ustala się stan, w którym tranzystor *T1* jest nasycony prądem bazy, płynącym przez normalnie zamknięty styk *a2*. Dzięki diodzie *D1* ten prąd nie jest zwierany przez styk *a3* i nie ładuje kondensatora całkującego. Tranzystor *T2* jest odcięty i żarówka powiększalnika nie jest włączona. Potencjometr *P* służy do ustawiania czułości papieru. Naświetlanie inicjuje naciśnięcie przycisku *S2*, powodujące zbocznikowanie prądu bazy tranzystora *T1* i zmianę stanu obu tranzystorów. Oba przekaźniki przyciągają, zapala się żarówka i przez fotorezystor płynie prąd ładujący kondensator. Kiedy napięcie na nim osiągnie wartość progową, zacznie przewodzić tranzystor *T1* i układ wróci do stanu początkowego. Styk *a3* rozładowuje kondensator, a styk *a2* służy do podtrzymania stanu wyłączenia aż do następnego włączenia przycisku *S2*. Ze względu na czułość fotorezystora na czerwone światło, oświetlenie ciemniowe powinno być wyłączane w czasie naświetlania papieru. Można to zrealizować włączając lampę ciemniową równolegle do styku *B1*. Przy mocy żarówki czerwonej kilkakrotnie mniejszej od mocy żarówki powiększalnika, przy szeregowym połączeniu świeci tylko żarówka ciemniowa.



Rys. 6-41. Układ dozymetru do powiększalnika fotograficznego

6.19 Cyfrowy wyłącznik czasowy [9]

Działanie cyfrowego wyłącznika czasowego do powiększalnika polega na podziale częstotliwości sieciowej przez dwa siedmiostopniowe dzielniki binarne typu SAJ 110, zbudowane z zastosowaniem techniki MOS. Mała prędkość przełączania (kilkadziesiąt nanosekund) i stosunkowo wysokie napięcie zasilania sprawiają, że układ (rys. 6-42) jest odporny na zakłócenia pochodzące z sieci. Tranzystor *T1* stabilizuje napięcie zasilania przy wartości około 9,3 V. Dokładna wartość napięcia nie ma większego znaczenia, idzie jedynie o uniknięcie nagłych skoków napięcia, które mogłyby zakłócić pracę licznika. Tranzystor *T2* zamienia przebieg napięcia o częstotliwości 50 Hz na przebieg prostokątny. Z dwóch układów scalonych wykorzystano 12 przerzutników do podziału częstotliwości i jeden — do podtrzymywania stanu wyłączenia, po to by zapobiec ponownemu liczeniu czasu. Wyjścia ośmiu przerzutników są połączone przez diody z przyciskiem *S1*, którego naciśnięcie zwiera wszystkie wyjścia do masy i w związku z tym przerzutniki zostają sprowadzone do stanu ze-



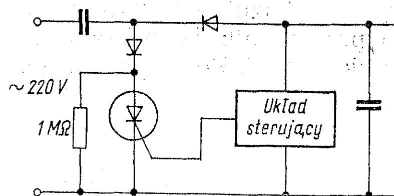
Rys. 6-42. Schemat fotograficznego wyłącznika czasowego za scalonymi dzielnikami częstotliwości [9]

rowego; następne zbocze dodatnie impulsu zegarowego sprowadza je do stanu dodatniego. Wyjścia odpowiednich przerzutników są połączone przez przerzutnik *S2* z bazą tranzystora *T3* sterującego przekaźnik. Dla czasów 2,5, 5, 10, 20 i 40 s wyjścia dzielnika doprowadzone do przełącznika bezpośrednio, a dla pozostałych czasów — przez diodowe bramki typu OR, umożliwiające sumowanie dwóch opóźnień. Po upływie nastawionego czasu odpowiednie wyjścia przybierają poziom *L*, pozbawiając wysterowania tranzystor *T3* i wówczas przekaźnik przerywa połączenie. Towarzyszy temu impuls dodatni na kolektorze tranzystora *T3*, który jest doprowadzony do przerzutnika (wejście *6* w układzie scalonym *Q2*) którego wyjście (*8*) przybiera stan *H*, nasycając przez rezystor 2,7 kΩ bazę tranzystora *T2*, co powoduje blokowanie dzielnika częstotliwości do chwili następnego naciśnięcia przycisku *S2*. Wyłącznik *S3* jest przeznaczony do włączenia stopnia przekaźnikowego dla ustawiania powiększalnika. Iloraz dwóch sąsiednich wartości czasu nie jest równy $\sqrt{2}$, ale umożliwia to uproszczenie układu przełączania.

6.20 Sieciowa lampa błyskowa ze stabilizacją napięcia [10]

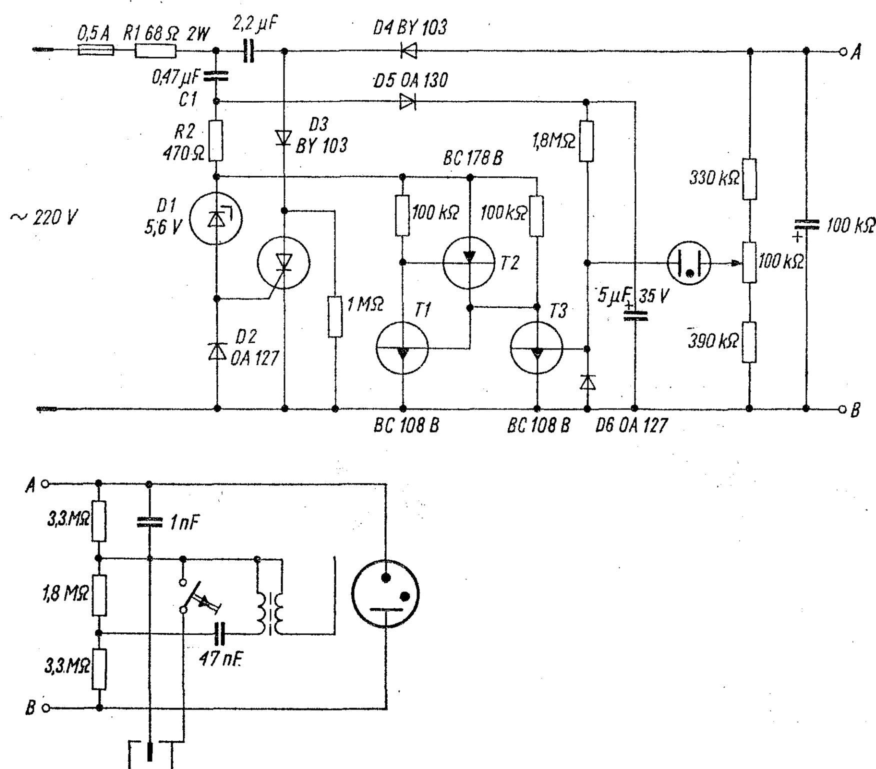
Zasilanie fotograficznej lampy błyskowej z sieci umożliwia znaczne uproszczenie konstrukcji i zmniejszenie ceny, natrafia się jednak przy tym na trudność spowodowaną tym, że napięcie większości lamp wyładowczych wynosi od 350 do 550 V, zaś przez bezpośrednie wyprostowanie napięcia 220 V można uzyskać napięcie 310 V, a przy podwajaniu napięcia — 620 V. Ponadto napięcie w sieci wykazuje dość duże wahania, a energia błysku zależy od kwadratu napięcia.

Rozwiązanie, którego zasadę przedstawia rys. 6-43 zapewnia stabilizację napięcia przez wprowadzenie tyrystora do układu prostownika z podwajaniem napięcia. Tyrystor jest sterowany przez układ kontrolujący napięcie na kondensatorze. Po to by nie narażać tyrystora na pełną



Rys. 6-43. Zasada działania stabilizowanego prostownika z podwajaniem napięcia

wartość podwojonego napięcia w kierunku zaporowym, szeregowo z nim włączono diodę, przejmującą całe napięcie, podczas gdy tyrystor jest zbocznikowany rezystorem 1 MΩ. Pełny schemat lampy błyskowej przedstawiono na rys. 6-44. Układ podwajacza napięcia tworzy kondensator *C2*, dioda *D3* i tyrystor oraz dioda *D4* i kondensator *C4*. Prąd zapłonowy tyrystora jest wytwarzany przez układ *C1, R2, D1*. Ujemne półokresy prądu bramki zwiera dioda *D2*. Kondensator *C1* umożliwia zmniejszenie ciepła wydzielanego w urządzeniu oraz umożliwia zapłon tyrystora zaraz na początku dodatniego półokresu napięcia, co przyczynia się do zmniejszenia zakłóceń radiowych. Rezystor *R2* zmniejsza impuls prądu przy włączaniu lampy do sieci; występujące na nim napięcie po wyprostowaniu przez diodę *D5* nasyca bazę tranzystora *T3*. Tranzystor *T1* i *T2* tworzą układ przerzutnika; oba tranzystory są odcięte, kiedy tranzystor *T3* jest nasycony. Gdy napięcie na ładowanym kondensatorze osiąga wartość odpowiadającą nastawionej, zapala się neonówka, stanowiąca wzo-



Rys. 6-44. Schemat lampy błyskowej ze stabilizowanvm zasilaczem sieciowym [10]

rzec napięcia, tranzystor *T3* zostaje odcięty, a pozostałe dwa tranzystory — nasycone. Prąd płynący przez tranzystory *T1* i *T2* bocznikuje diodę *D1* i pozbawia tyrystor prądu bramki. Układ przestaje przy tym pracować jako podwajacz napięcia do czasu zgaśnięcia neonówki. Ponieważ lampa jest galwanicznie połączona z siecią, układ zapłonowy jest z obu stron oddzielony przez rezystory ograniczające prąd, o wartości 3,3 MΩ. Ze względu na to, że transformatory zapłonowe mają zazwyczaj wyprowadzone tylko 3 końcówki, kondensator o pojemności 1 nF zamyka drogę impulsu wysokiego napięcia do katody lampy.

6.21 Lampa błyskowa z automatycznym dozowaniem światła (Franke und Heidecke „Strobomatic")

Lampa błyskowa „Strobomatic" firmy Franke und Heidecke (rys. 6-45) stanowi jedną z pierwszych konstrukcji, wyposażonych w układ do automatycznej regulacji energii światła oświetlającego negatyw. Zostało to zrealizowane przez regulację czasu błysku, do czego służy dodatkowa lampa wyładowcza *V2,* która przejmuje funkcję rozładowania kondensatora. Po zapaleniu lampy rozładowującej *V2* o znacznie mniejszej rezystancji łuku, gaśnie lampa oświetlająca *V1,* która przewodzi przy większym spadku napięcia. Lampa może być zasilana z akumulatora lub z sieci; w drugim przypadku automatyka nie działa. Przełącznikiem *S1* wybiera się funkcję zasilacza: zasilanie z sieci, ładowanie akumulatora lub zasilanie z akumulatora. Otwarcie wyłącznika *S2* powoduje odłączenie automatyki także przy zasilaniu akumulatorowym. Tranzystor *T1* pracuje w układzie przetwornicy częstotliwości ze stabilizacją napięcia wyjściowego. Wartość napięcia jest określona ustawieniem potencjometru 0,5 MΩ i napięciem zapłonu neonówki. W czasie ładowania kondensatora przetwornica pracuje z częstotliwością około 2 kHz; po zapłonie tyrystora *Q1* prąd przetwornicy i napięcie wyjściowe spadają, a częstotliwość rośnie do około 10 kHz. Maksymalna energia zmagazynowana w kondensatorze *C1* wynosi 55 Ws. Dodatkowe uzwojenie wtórne na transformatorze przetwornicy zasila układ automatyki napięciem stabilizowanym przez diodę Zenera na poziomie 10 V. Czujnikiem światła jest fotorezystor. Mierzy on i całkuje światło lampy, odbite od fotografowanego obiektu. Fotorezystor jest obarczony stosunkowo dużą bezwładnością. Zostało to wykorzystane częściowo do balistycznego całkowania światła, a częściowo usunięte przez oświetlenie fotorezystora światłem specjalnej żarówki umieszczonej w pobliżu czujnika. Zapobiega to, podobnie jak kondensator *C2,* fałszowaniu pomiaru przez stałe oświetlenie obiek-

Rys. 6-45. Schemat lampy błyskowej „Strobomatic"

tu. Sygnał z czujnika po wzmocnieniu przez dwustopniowy wzmacniacz o wzmocnieniu około 20, steruje bramkę tyrystora *Q2*, który przez transformator impulsowy wywołuje zapłon lampy zwierającej *V2*. Przy użyciu rezystora zmiennego w obwodzie kolektora tranzystora *T3* można dobrać napięcie stałe na katodzie diody Zenera sprzęgającej ten tranzystor z tyrystorem, powodując w ten sposób przyspieszenie lub opóźnienie zapłonu lampy wygaszającej względem liniowo narastającego napięcia. Służy to do dostosowania energii błysku do czułości filmu. Automatyka lampy działa w zakresie odległości 0,6 do 7 m; czas trwania błysku zmienia się przy tym od 20 µs do 1 ms.

6.22 Automatyczna lampa błyskowa „Mecablitz 202"

W pierwszych konstrukcjach lamp błyskowych z automatycznym dozowaniem światła była stosowana zasada pracy ze stałą przysłoną, wybieraną odpowiednio do czułości filmu. Poprawa liniowości układu regulacyjnego umożliwiła zniesienie tego ograniczenia w lampie „Mecablitz 202" (rys. 6-46). Czujnikiem światła jest fototranzystor *T7*. W szereg z nim jest włączony rezystor *R25*, zabezpieczający przed nadmiernym prądem przy zbyt małej odległości lampy od obiektu zdjęcia. Układ regulacji jest zasilany napięciem pochodzącym z dodatkowego uzwojenia transformatora zapłonowego lampy *V1*. Impuls tego napięcia dodatniego przez rezystor *R24* i kondensator *C9* nasyca tranzystor *T6*, rozładowując kondensator całkujący *C10* i zapobiegając jego ładowaniu początkowym prądem fototranzystora, pochodzącym z wysterowania go przez pojemność kolektor-baza. Tranzystor *T6* pozostaje nasycony przez około 10 µs; nie ma to wpływu na pomiar światła, gdyż lampa zapala się dopiero po 20 µs. Przy małej odległości lampy od obiektu czas błysku powinien być bardzo mały, np. przy czułości filmu 18 DIN i przysłonie 2,8 oraz odległości 0,5 m wynosi on 25 µs. Przy tak krótkim czasie nieuniknione opóźnienia, wynikające np. z czasu zapłonu lampy wyładowczej, powodowałyby duże błędy. Są one w pewnym stopniu kompensowane wzrostem

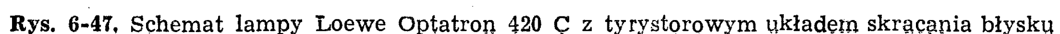


Rys. 6-46. Schemat lampy „Mecablitz 202” bez zasilacza i kondensatora

czułości fototranzystora przy dużym natężeniu oświetlenia, a dodatkowo przez dodanie do napięcia na kondensatorze całkującym spadku napięcia na rezystorze *R27*, proporcjonalnego do wartości prądu ładującego ten kondensator. Kiedy napięcie na kondensatorze *C10* i rezystorze *R27* osiągnie wartość progową, zostaje wysterowany tranzystor *T5*, powodując zapłon tyrystora *Q1*, przez który rozładowuje się kondensator *C5*, naładowany uprzednio do napięcia 90 V. Zapala się lampa wyładowcza *V2* i zwiera lampę *V1*, umieszczoną w reflektorze. Błysk lampy wyładowczej jest widoczny od tyłu lampy przez okienko zasłonięte ciemnozieloną szybką. Pojawienie się tego błysku sygnalizuje, że nie został przekroczony zakres regulacji i energia błysku nie była za mała dla poprawnego zdjęcia. Lampa umożliwia wybranie jednej z pięciu wartości przysłony, dla czułości filmu 18 DIN od 2,8 do 11. Poszczególnym wartościom przysłony odpowiadają filtry szare, umieszczane przed fototranzystorem. Przy wartości przysłony 2,8 zakres odległości, przy których działa automatyka, wynosi od 0,5 do 14 m.

6.23 Lampa błyskowa Loewe „Optatron 420C”

Schemat, pokazany na rys. 6-47 stanowi przykład dużych uproszczeń układowych możliwych dzięki zastosowaniu tyrystorów do szybkiego rozładowania kondensatora lampy błyskowej. Układ regulacji jest narysowany w prawej części schematu. Napięcie zasilające układ pocho-



Rys. 6-47. Schemat lampy Loewe Optatron 420 C z tyrystorowym układem skracania błysku

dzi z transformatora *Tr3*, którego uzwojenie pierwotne o małej impedancji jest włączone w obwód katody lampy wyładowczej *V*. Czujnikiem jest fotorezystor, przez który płynie prąd ładujący kondensator całkujący *C7*. Kondensator całkujący jest połączony bezpośrednio z bramką tyrystora sterującego *Q1*. Po przekroczeniu wartości progowej napięcia na kondensatorze *C7*, tyrystor *Q1* zaczyna przewodzić i wysterowuje tyrystor rozładowujący *Q2*. Ponieważ energia kondensatora *C7* wystarcza tylko do zapłonu tyrystora, jego anoda czerpie zasilanie bezpośrednio z kondensatora *C6*. Dioda *D6* służy do zabezpieczenia bramki przed przesterowaniem. Rozładowanie kondensatora automatycznej lampy błyskowej wymaga prądu o wartości rzędu 1000 A i dużej prędkości narastania. Wprowadzenie połączenia dwóch lub więcej tyrystorów umożliwia użycie do tego celu pospolitych typów, które nie muszą spełniać wysokich wymagań, są mniejsze i tańsze, co jest niezbędnym warunkiem stosowania ich w tak popularnym urządzeniu. Rezystory *R9* i *R10* ograniczają prąd płynący przez tyrystory. Spadek napięcia na rezystorze *R11*, pochodzący od prądu płynącego przez tyrystor *Q2* steruje przez diodę *D5* bramkę tyrystora *Q3*, powodując jego zapłon jeszcze zanim prąd pierwszego stopnia rozładowującego osiągnie maksymalną dopuszczalną wartość. Wskutek obecności w obwodzie tyrystorów indukcyjności i pojemności montażu mogą wystąpić oscylacje. Dioda *D5* zapewnia przepuszczanie tylko jednokierunkowych impulsów do bramki tyrystora *Q3*.

6.24 Światłomierz do światła błyskowego [11]

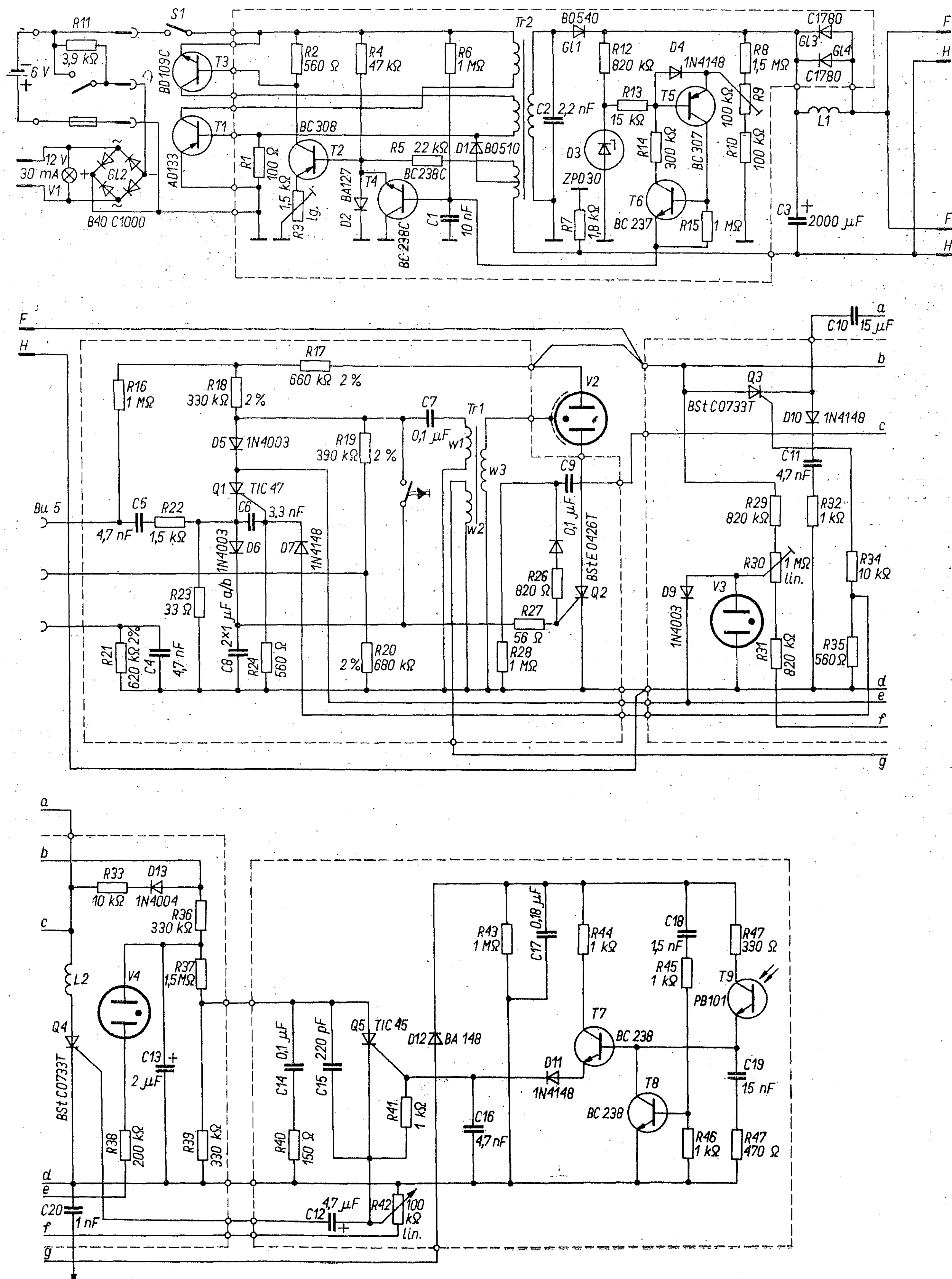
Pomiar oświetlenia obiektu lampą błyskową, nie wyposażoną w automatykę, jest często pożądany ze względu na możliwość zmiany energii lampy wskutek zmiany pojemności kondensatora, niedoskonałości stabilizacji wysokiego napięcia, oraz przy fotografowaniu obiektów o współczynniku odbicia odbiegającym od wartości przeciętnej.

Amatorski miernik, którego schemat przedstawiono na rys. 6-48, jest przeznaczony do pomiaru światła padającego. Przed wykonaniem zdjęcia umieszcza się światłomierz obok obiektu, kierując fotorezystor w stronę lampy błyskowej. Po wyzwoleniu błysku odczytuje się wartość przysłony, jaką należy zastosować dla prawidłowego naświetlenia filmu. Tranzystory *T1* i *T2* tworzą układ Darlingtona, transformujący impedancję dzielnika złożonego z czujnika i rezystora na małą wartość, umożliwiającą odpowiednio szybkie ładowanie kondensatora całkującego *C*. Tuż przed pomiarem kondensator *C* zostaje rozładowany przez przyciśnięcie przycisku *S2*. Napięcie na kondensatorze całkującym jest mierzone przez elektrometr z tranzystorem polowym *T3*. Czułość elektrometru ustawia się za pomocą potencjometru *P1*, wycechowanego w jednostkach czułości filmu. Potencjometr *P2* służy do zerowania przyrządu przy zaciemnionym fotorezystorze.

6.25 Lampa błyskowa z częściowym rozładowaniem kondensatora „Mecablitz 402" (Metz)

W dotychczasowych konstrukcjach automatycznych lamp błyskowych dozowanie światła odbywało się przez całkowite rozładowanie kondensatora przez lampę wyładowczą lub tyrystor. Ostatnio pojawiły się lampy błyskowe, w których energia kondensatora jest zużywana tylko częściowo, a wyłączenie prądu następuje przy użyciu układu tyrystorowego. Uzyskuje się przez to lepsze wykorzystanie ładunku akumulatora zasilającego, a przy niecałkowitym wykorzystaniu ładunku kondensatora można skrócić czas między błyskami. Przykładem takiego rozwiąza-

Rys. 6-48. Schemat światłomierza do lamp błyskowych [11]



Rys. 6-49. Schemat lampy błyskowej „Mecablitz 402”

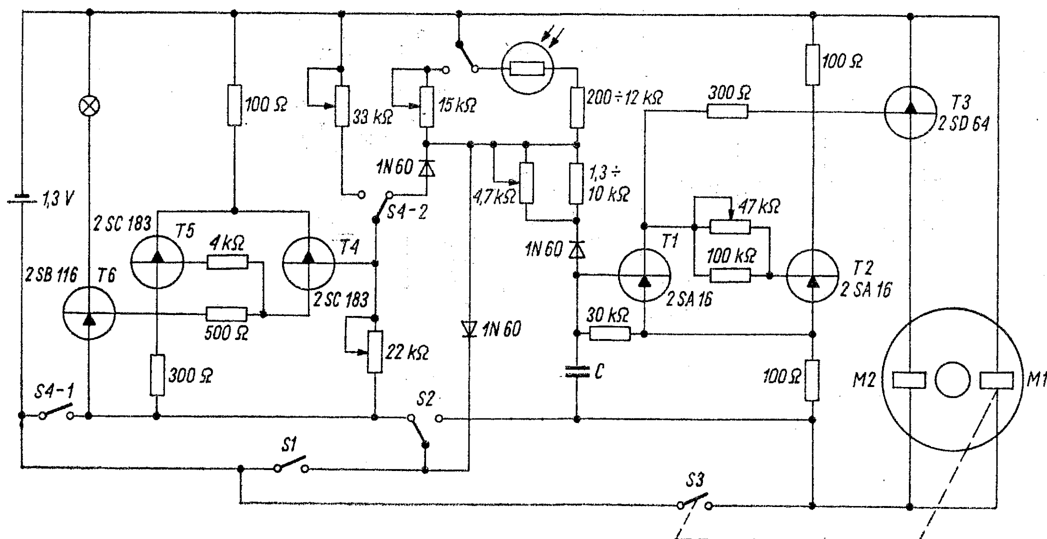
nia jest lampa „Mecablitz 402", której schemat przedstawiono na rys. 6-49.

Przetwornica napięcia ładuje kondensator *C3* do napięcia 360 V. Dławik *L1* ogranicza prędkość narastania prądu wyładowania tego kondensatora. Zwarcie zestyków synchronizacyjnych aparatu fotograficznego rozładowuje kondensator *C5*, powodując wzrost napięcia na katodzie tyrystora *Q1* i jego zapłon, a w konsekwencji tego — zapłon lampy wyładowczej *V2* i tyrystora szeregowego *Q2*. Dodatni impuls z uzwojenia *w2* transformatora zapłonowego ładuje przez diodę *D12* kondensator *C17*, który zasila układ do pomiaru światła odbitego od obiektu. Narastaniu napięcia na kondensatorze *C17* towarzyszy impuls prądu bazy tranzystora *T8*, który na przeciąg 10 μs zwiera kondensator całkujący *C19*, nie dopuszczając do fałszowania pomiaru jego początkowym ładunkiem; czułość filmu i wartość przysłony wprowadza się do pomiaru za pośrednictwem szarych filtrów, umieszczanych przed fototranzystorem *T9*. Kiedy napięcie na kondensatorze *C19* osiągnie wartość krytyczną, przez tranzystor *T7* zostaje włączony tyrystor *Q5*, a za jego pośrednictwem — tyrystor wygaszający *Q4*. Tyrystor *Q4* rozładowuje uprzednio naładowany kondensator *C10*, powodując odwrócenie kierunku napięcia na tyrystorze *Q2* i jego wyłączenie. Tyrystor *Q3* został wprowadzony w tym celu, aby prąd ponownego ładowania kondensatora *C10* nie płynął przez lampę wyładowczą i nie wprowadzał błędów przy krótkich czasach błysku. Po to by nie dopuścić do ponownego zapłonu lampy, zanim kondensator *C10* osiągnie ładunek, potrzebny dla niezawodnego wygaszenia tyrystora *Q2*, bramka tyrystora sterującego *Q1* otrzymuje napięcie dodatnie w czasie przepływu prądu ładowania przez rezystory *R34* i *R35*, nie dopuszczając do naładowania kondensatora *C7*. Prąd płynący przez tyrystor *Q1* jest przy tym zbyt mały, aby mógł on przewodzić bez dodatniego napięcia na bramce. Zapłon lampy przy niepełnym ładunku na kondensatorze wygaszającym *C10* jest niebezpieczny z tego względu, że przy ponownym wzroście napięcia na tyrystorze *Q2* mógłby on ponownie wejść w stan przewodzenia, niekontrolowanego przez bramkę i ulec zniszczeniu prze zlokalną dużą gęstość prądu. Tyrystor *Q2* musi być przystosowany do dużej wartości prądu, wynoszącej 300 A i wykazywać krótki czas wyłączania, typowo 5 μs, bowiem czas błysku jest regulowany w granicach od 20 μs do 4 ms.

6.26 Migawka elektroniczna do aparatu fotograficznego (Seiko)

O wprowadzeniu układów elektronicznych do aparatów fotograficznych zadecydowało przede wszystkim dążenie do automatyzacji określania właściwej ekspozycji. Naświetlenie filmu określają dwa parametry: czas otwarcia migawki i wartość przysłony.

W migawce firmy Seiko, stosowanej w wielu kamerach japońskich, migawka jest połączona funkcjonalnie z przysłoną. Układ jest w pełni automatyczny i nie jest możliwa ingerencja w ustawienie żadnego z parametrów ekspozycji. W schemacie (rys. 6-50) można wyróżnić dwa podobne zespoły, składające się z przerzutnika Schmitta i wzmacniacza mocy. Jeden zespół sygnalizuje światło zbyt słabo dla otrzymania poprawnego zdjęcia, drugi steruje czas otwarcia migawki i równocześnie wartość przysłony. Mi-



Rys. 6-50. Schemat migawki Seiko

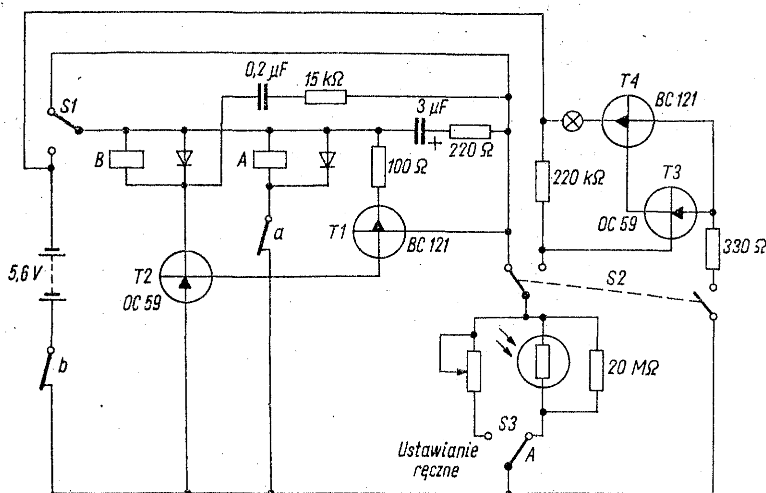
gawka otwiera się ze stałą prędkością, zwiększając stopniowo średnicę otworu, a tym samym przysłonę obiektywu. Po właściwej ekspozycji migawka zostaje zamknięta. Czasowi 1/500 s odpowiada przysłona 16, zaś najdłuższemu czasowi 1/30 s — przysłona 2. Lekkie naciśnięcie spustu migawki powoduje zamknięcie wyłącznika *S1*, włączającego przez przełącznik *S2* napięcie do układu sygnalizacji. Jeżeli nie zapali się przy tym żarówka sygnalizująca zbyt słabe światło, można nacisnąć spust głębiej, co powoduje przełączenie *S2* i zamknięcie styku *S3*, uruchamianego elektromagnesem *M1*, który równocześnie zwalnia migawkę. Kiedy napięcie na kondensatorze całkującym *C* osiągnie wartość progową, zostanie wysterowany elektromagnes *M2*, zamykający migawkę. Przy zdjęciach z lampą błyskową w miejsce fotorezystora włącza się potencjometr, umożliwiający ustawienie przysłony. Przełącznik *S4* umożliwia kontrolę napięcia ogniwa przy wykorzystaniu układu sygnalizacji niedoświetlenia.

6.27 Migawka do aparatu Minox C

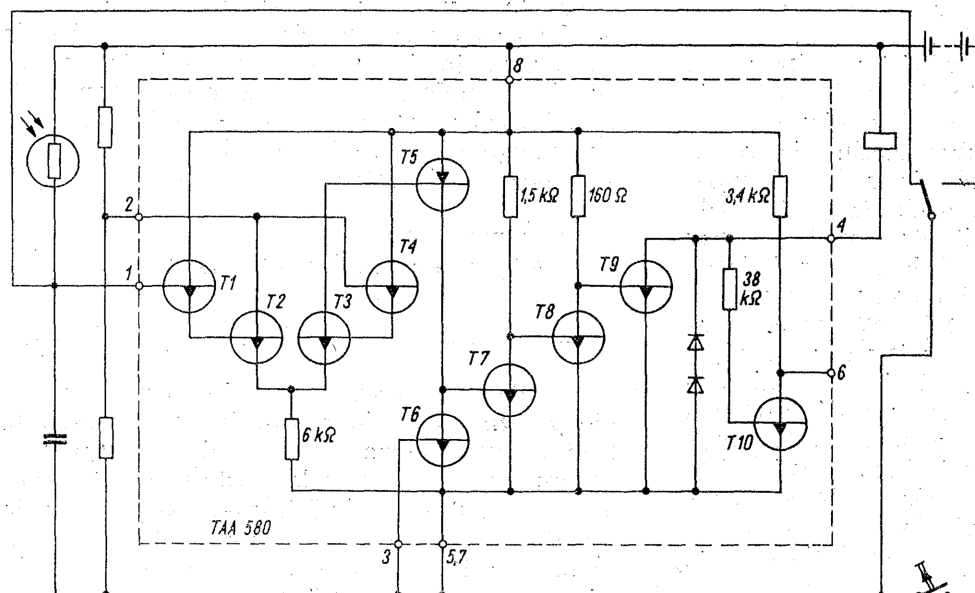
W subminiaturowym aparacie fotograficznym Minox C obiektyw ma stałą wartość przysłony. Układ elektronicznej migawki (rys. 6-51) steruje tylko czas otwarcia migawki. Czułość filmu jest wprowadzana do układu przez przesuwanie szarego klina przed fotorezystorem. Naciśnięcie spustu powoduje przełączanie przełącznika *S1*. Elektromagnes *A* otwiera migawkę i przerywa swój obwód własnym stykiem *a*. Po naładowaniu kondensatora całkującego uniwibrator z tranzystorami *T1* i *T2* wytwarza impuls prądu, włączający elekromagnes *B*, który zamyka migawkę i przerywa zasilanie stykiem *b*. Migawka pracuje w zakresie czasów od 1/1000 do 7 s. Przy ustawianiu ręcznym uzyskuje się czasy od 1/1000 do 1/15. Układ z tranzystorami *T3*, *T4* i żarówką, włączany przełącznikiem *S2*, służy do sygnalizacji poziomu światła zbyt małego, aby można było fotografować z ręki.

6.28 Migawka z układem scalonym TAA 580 (Valvo)

Firma Valvo opracowała układ scalony, specjalnie przeznaczony do migawek fotograficznych. Budowa wewnętrzna tego układu i schemat jego współpracy z migawką zostały przedstawione na rys. 6-52. Układ jest przystosowany do pracy w zakresie temperatur −20 do +60°C i napięć zasilania 4,5 do 2 V. Tranzystory *T1* do *T4* tworzą przerzutnik Schmitta, *T5* jest tranzystorem *pnp* wykorzystywanym do przesunięcia poziomu napięcia, *T7* i *T8* spełniają funkcję wzmacniacza prądu, a *T9* — stopnia wyjściowego, sterującego elektromagnes. Rola tranzystorów *T6* i *T10* zostanie objaśniona później. Po włączeniu zasilania przyciskiem spustowym tranzystory *T1*, *T2* i *T8* zostają odcięte, a pozostałe tranzystory przewodzą. Elektromagnes zostaje wysterowany, otwiera migawkę, rozwiera obwód kondensatora całkującego i podtrzymuje włączenie zasilania. Po czasie od 1/1000 do 20 s, kiedy napięcie na kondensatorze osiągnie wartość progową, tranzystory *T1* i *T2* zaczynają przewodzić, elektromagnes zostaje wyłączony i układ wraca do stanu początkowego. Obwód scalony TAA 580 może być również wykorzystany w układzie samowyzwalacza. W aparacie są wówczas zastosowane dwa obwody TAA 580.



Rys. 6-51. Schemat układu elektronicznego aparatu Minox C

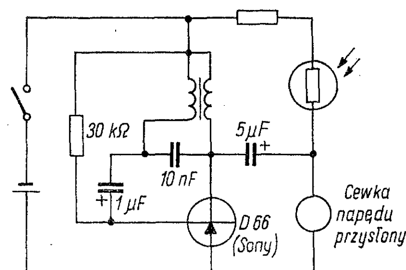


Rys. 6-52. Schemat migawki z układem TAA 580

Wejście *3* migawki łączy się przy tym z wyjściem *6* samowyzwalacza. Tranzystor *T10* spełnia rolę inwertera, a tranzystor *T6* — bramki. Mimo włączenia zasilania elektromagnes pozostaje niewłączony, dopóki po upływie czasu wyznaczonego stałą czasową samowyzwalacza tranzystor *T6* migawki nie zostanie odcięty. Dopiero wówczas zaczyna się naświetlanie filmu.

6.29 Automatyczna przysłona do kamery filmowej (Nikon)

Automatyczna przysłona, której położenie jest sterowane przez ruchomą cewkę zasilaną prądem z fotoogniwa selenowego jest stosowana w wielu typach amatorskich kamer filmowych. Wadą tego rozwiązania jest bardzo mała moc dostępna do napędu listków przysłony, co stwarza konieczność bardzo delikatnego wykonania dla zapewnienia małego tarcia. W przysłonie firmy Nikon (rys. 6-53) usunięto te wady przez wykorzystanie ogniwa rtęciowego jako źródła

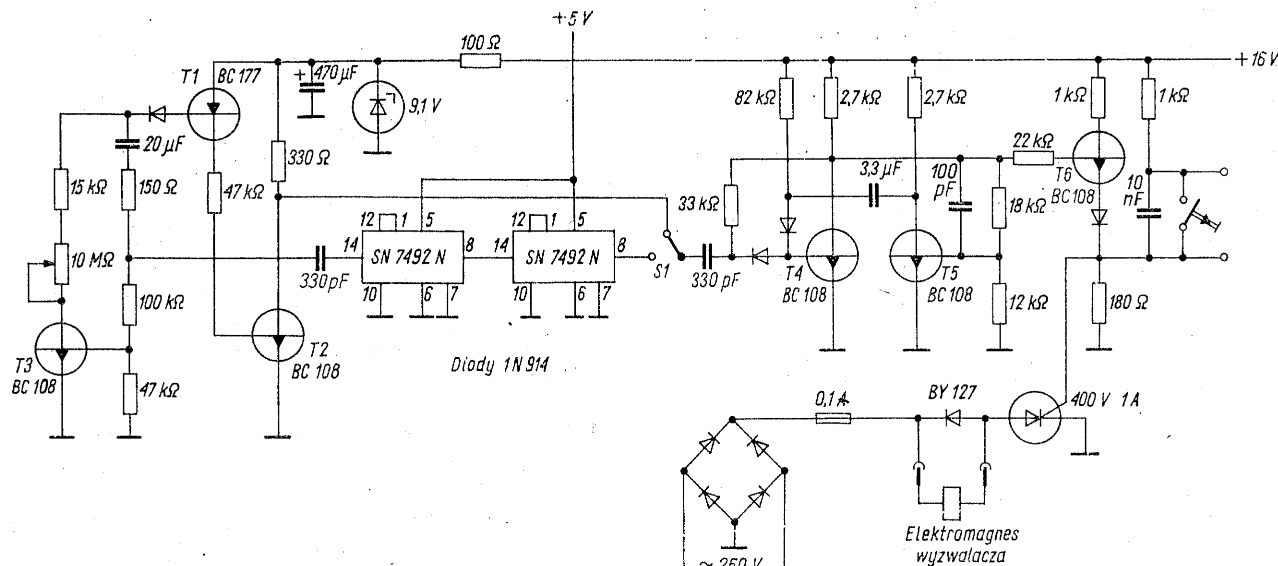


Rys. 6-53. Układ sterowania przysłony w kamerze filmowej Nikon

energii oraz wprowadzenie wibracji listków przysłony dla zmniejszenia tarcia. Na prąd stały sterujący przysłonę nakłada się prąd o częstotliwości 200 Hz, wytwarzany przez prosty układ z tranzystorem germanowym i miniaturowym transformatorem.

6.30 Urządzenie do sterowania kamery filmowej [12]

Urządzenie, którego schemat przedstawiono na rys. 6-54 jest przeznaczone do wyzwalania kamery filmowej, przystosowanej do zdjęć poklatkowych. Czas między zdjęciami można zmieniać płynnie w granicach 0,4 do 140 s. Włączenie dodatkowego dzielnika częstotliwości o stopniu podziału 144 umożliwia otrzymanie drugiego zakresu czasów od 1 minuty do 5,5 godziny. Generator zegarowy tworzy multiwibrator asymetryczny z tranzystorami *T1* do *T3*. Podczas ładowania kondensatora *C* przewodzą tranzystory *T1* i *T2*, natomiast tranzystor *T3* pozostaje odcięty. Naładowanie kondensatora zmniejsza prąd bazy tranzystora *T1*, co powoduje odcięcie tranzystorów *T1* i *T2*. Pojawienie się napięcia na kolektorze tranzystora *T2* wysterowuje tranzystor *T3*, przez który zaczyna się rozładowywać kondensator ze stałą czasową wyznaczoną przez położenie potencjometru 10 MΩ. Kiedy napięcie na kondensatorze spadnie do wartości, umożliwiającej przepływ prądu przez diodę zabezpieczającą i bazę tranzystora *T1*, opisany proces powtarza się od początku. Zbocze ujemne impulsu wyzwala uniwibrator z tranzystorami *T4*, *T5* o czasie trwania impulsu około 0,2 s, który

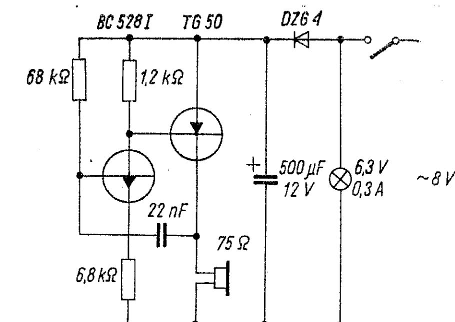


Rys. 6-54. Schemat urządzenia do wyzwalania kamery filmowej w ustalonych odstępach czasu

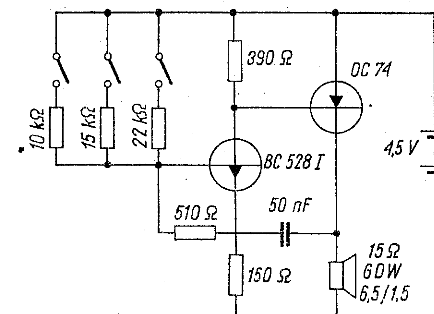
przez wzmacniacz *T6* steruje tyrystor włączający prąd do elektromagnesu wyzwalającego migawkę kamery przez wężyk. W drugim położeniu przełącznika *S1* między generator zegarowy i uniwibrator zostaje włączony dzielnik z dwoma scalonymi licznikami dwunastkowymi, przedłużający czas 144-krotnie.

6.31 Układ sygnalizacji akustycznej

Układ przedstawiony na rys. 6-55 zastępuje dzwonek do drzwi i wytwarza zamiast dzwonienia ton o częstotliwości około 2 kHz o szybkim narastaniu i powolnym zanikaniu. Do zasilania wykorzystuje się typowy transformator dzwonkowy o napięciu 8 V. Przetwornik akustyczny stanowi telefoniczna wkładka słuchawkowa. Żarówka włączona równolegle do układu spełnia podwójną rolę: oprócz sygnalizacji optycznej stanowi dodatkowe obciążenie, które zapobiega emitowaniu stałego tonu wskutek złej izolacji przewodów do przycisku podczas deszczu. Zmodyfikowany układ generatora (rys. 6-56) jest



Rys. 6-55. Układ generatora akustycznego zastępującego dzwonek



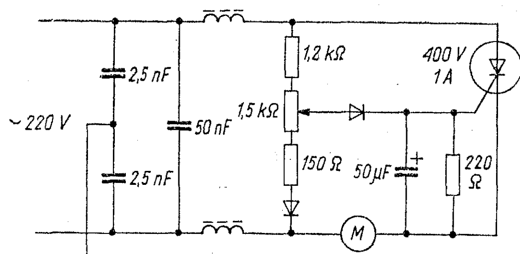
Rys. 6-56. Układ z zasilaniem bateryjnym, wytwarzający różne częstotliwości dla rozróżniania przycisków

przeznaczony do zasilania z baterii. Ze względu na mniejsze napięcie zasilania jako przetwornik został zastosowany głośnik. Dodatkową cechę układu stanowi możliwość rozróżniania, z którego miejsca pochodzi sygnał. Każdy przycisk włącza inną wartość rezystancji, przez co uzyskuje się trzy częstotliwości sygnału.

6.32 Regulatory tyrystorowe do małych silników kolektorowych

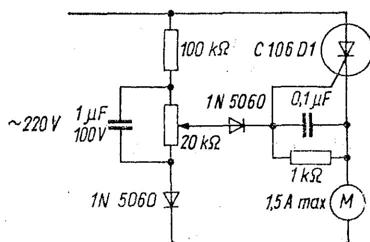
Niemal w każdym przypadku stosowania silnika kolektorowego na prąd zmienny istnieje potrzeba regulacji prędkości. Jest ona oczywistą

np. w przypadku napędu wiertarki lub miksera, czasami jednak decydują względy reklamowe, jak w przykładzie odkurzacza ze sterowaniem tyrystorowym. Większość rozwiązań przemysłowych cechuje duża prostota układu, konieczna dla uzyskania niskiej ceny. Z reguły jest stosowane prostowanie jednopołówkowe.
W mikserze firmy Bosch (rys. 6-57) zastosowano klasyczny układ ze sterowaniem bramki napięciem zmiennym, którego wartość ustawia się potencjometrem 1,5 kΩ. W celu zmniejszenia mocy wydzielanej na potencjometrze i rezystorach, w szereg z nimi jest włączona dioda krzemowa o napięciu zaporowym ponad 400 V. W ujemnych połówkach okresu dioda nie przewodzi i całe napięcie sieci występuje na potencjometrze. Bramkę chroni wówczas przed zniszczeniem druga dioda tego samego typu. Układ kondensatorów i dławików chroni przed przedostawaniem się do sieci zakłóceń radiowych.



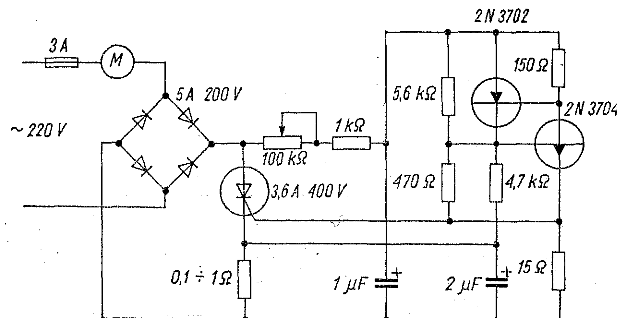
Rys. 6-57. Układ sterowania silnika w mikserze firmy Bosch

Układ firmy General Electric (rys. 6-58) pracuje na tej samej zasadzie, jednak użycie tyrystora o dużej czułości bramki (200 μA) umożliwia znaczne zwiększenie rezystancji i zmniejszenie mocy wydzielanej w układzie sterowania. Indukcyjność silnika powoduje zwiększenie kąta przepływu prądu i powiększa przez to zakres regulacji, wskutek czego nie odczuwa się, że prostowanie jest jednopołówkowe.



Rys. 6-58. Układ regulatora tyrystorowego firmy General Electric

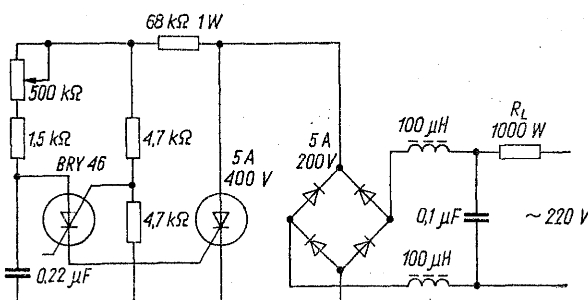
Następny schemat regulacji (rys. 6-59), często spotykany w różnych odmianach, spełnia znacznie wyższe wymagania zakresu regulacji i niezależności prędkości od momentu silnika. Przełącznik złożony z tranzystorów przeciwstawnych ma charakterystykę podobną jak dioda czterowarstwowa. Kąt zapłonu tyrystora ustawia się potencjometrem 100 kΩ, przez który ładuje się kondensator 1 μF, Gdy napięcie na kondensatorze osiąga wartość odpowiadającą napięciu włączenia układu tranzystorów, następuje ich nasycenie i zapłon tyrystora. W obwód katody tyrystora jest włączony rezystor o wartości od 0,1 do 1 Ω, dobrany odpowiednio do sterowanego silnika. Spadek napięcia na tym rezystorze po filtracji zmienia wartość napięcia włączenia przełącznika tranzystorowego w zależności od prądu obciążenia, przyczyniając się w ten sposób do uzyskania płaskich charakterystyk mechanicznych napędu.



Rys. 6-59. Regulator prędkości silnika ze sprzężeniem prądowym

6.33 Regulator tyrystorowy do sterowania żarówek lub grzejników

Poprawna praca zasilacza tyrystorowego z obciążeniem zawierającym indukcyjność wymaga dłuższych impulsów zapłonowych niż przy obciążeniu rzeczywistym. Przy obciążeniu bezindukcyjnym długość impulsów i moc sterowania mogą być znacznie mniejsze.
W regulatorze oświetlenia (rys. 6-60) elementem progowym jest krzemowy przełącznik ste-

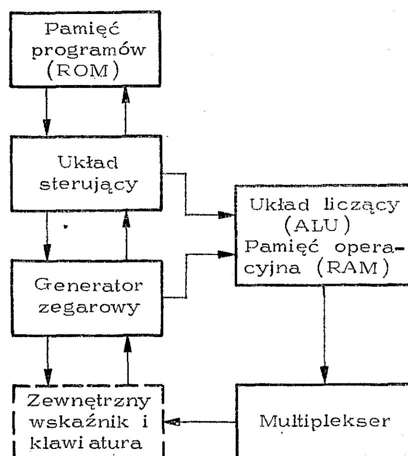


Rys. 6-60. Układ regulatora oświetlenia

rowany (tyrystor dwubramkowy) BRY 46, pracujący w układzie programowanego tranzystora jednozłączowego. Wewnętrzny stosunek podziału napięcia η jest wyznaczony przez wartości rezystorów połączonych z bramką anodową. Oprócz prostoty układu zastosowanie programowanego tranzystora jednozłączowego umożliwia zmniejszenie mocy pobieranej przez generator impulsów zapłonowych oraz zastosowanie mniejszego kondensatora i większej rezystancji potencjometru. Nie jest również potrzebna dioda stabilizacyjna, która w układach konwencjonalnych kształtuje napięcie trapezowe.

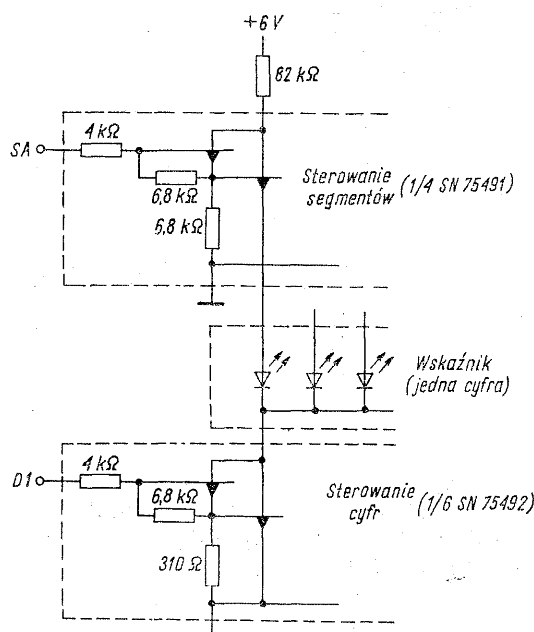
6.34 Kalkulator czterodziałaniowy [13]

Pojawienie się układów scalonych wielkiej skali integracji MOS przeznaczonych specjalnie do kalkulatorów (rys. 6-61) nie tylko zadecydowało o ich ogromnym rozwoju w ostatnich latach,



Rys. 6-61. Schemat blokowy objaśniający funkcje układu scalonego do małego kalkulatora

ale nawet umożliwiło budowę pełnowartościowych kalkulatorów amatorom.
W schemacie pokazanym na rys. 6-62 można wyróżnić cztery zespoły:
— generator zegarowy, który dostarcza również napięcia ujemnego dla układu scalonego MOS,
— zespół rachunkowy, zawarty w układzie scalonym typu TMS 0105 NC firmy Texas Instruments,
— wskaźnik z diodami luminescencyjnymi, sterowanymi przez multiplekser,
— klawisze do wprowadzania liczb i poleceń do zespołu rachunkowego.
Układ typu TMS 0105 NC zastępuje około 100 układów scalonych o małej skali integracji lub 6000 tranzystorów. Jak to pokazano na rys. 6-62, w układzie są zawarte funkcje:
— arytmetycznego zespołu logicznego (ALU) z pamięcią operacyjną o pojemności 182 bitów, podzieloną na 3 rejestry,
— zespołu zegarowego,
— zespołu sterującego,
— pamięci trwałej o pojemności 3520 bitów, zawierającej programy,
— zespołu kodowania wejść i wyjść.
Dodatkowo układ zawiera funkcje automatycznego kasowania przy włączaniu zasilania, wygaszania lewych zer, działań na liczbach dodatnich i ujemnych, sygnalizacji przekroczenia pojemności z zachowaniem najwyższej cyfry znaczącej, automatycznego przecinka i automatycznego zaokrąglania. Cztery wejścia są przeznaczone do zasilania i wprowadzania częstotliwości zegarowej, cztery są wspólne dla klawiszów, pozostałe przez multiplekser są wykorzystywane do wprowadzania danych i sterowania wskaźnika. Fragment układu sterowania katod wspólnych dla każdej cyfry i wspólnych dla wszystkich cyfr i odpowiednich segmentów anod siedmiosegmentowych diod luminescencyjnych przedstawiono na rys. 6-63. Pole klawiszowe jest stale analizowane serią 11 impulsów o częstotliwości powtarzania 500 kHz. Naciśnięciu klawisza odpowiada wprowadzenie odpowiedniego impulsu do układu zegarowego. Impulsy odpowiadające cyfrom są dekodowane na kod BCD.
Kalkulator pracuje z wykorzystaniem języka



Rys. 6-63. Szczegół układu sterowania cyfr (po stronie katod) i segmentów (po stronie anod) wskaźnika siedmiosegmentowego



Rys. 6-62. Schemat kalkulatora

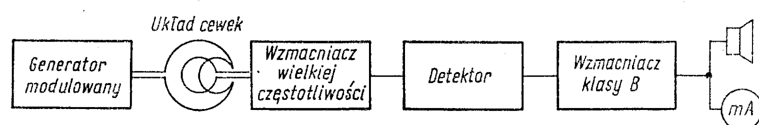
arytmetycznego. Funkcje większości klawiszów są oczywiste. Klawisz +/— zmienia znak w rejestrze wskaźnika. Dla zapamiętania zmiany znaku trzeba dodatkowo nacisnąć klawisz ±. Klawisz „C" (clear) kasuje wszystkie rejestry i polecenia, „CE" (clear entry) kasuje tylko rejestr wskaźnika. Klawisz „K" wprowadza do rejestru stałą dla dzielenia lub mnożenia łańcuchowego. Przy jego użyciu można również obliczać potęgi. Dziewięciopołożeniowy przełącznik umożliwia wybranie systemu pracy z ruchomym przecinkiem lub z wybraną liczbą miejsc po przecinku od 0 do 7. Przekroczenie pojemności przy wprowadzaniu liczb i przy wykonywaniu działań jest sygnalizowane z uwzględnieniem znaku przez stany pierwszego wskaźnika po lewej stronie, które nie odpowiadają żadnej z cyfr.

6.35 Wykrywacz metali Heathkit GD-48

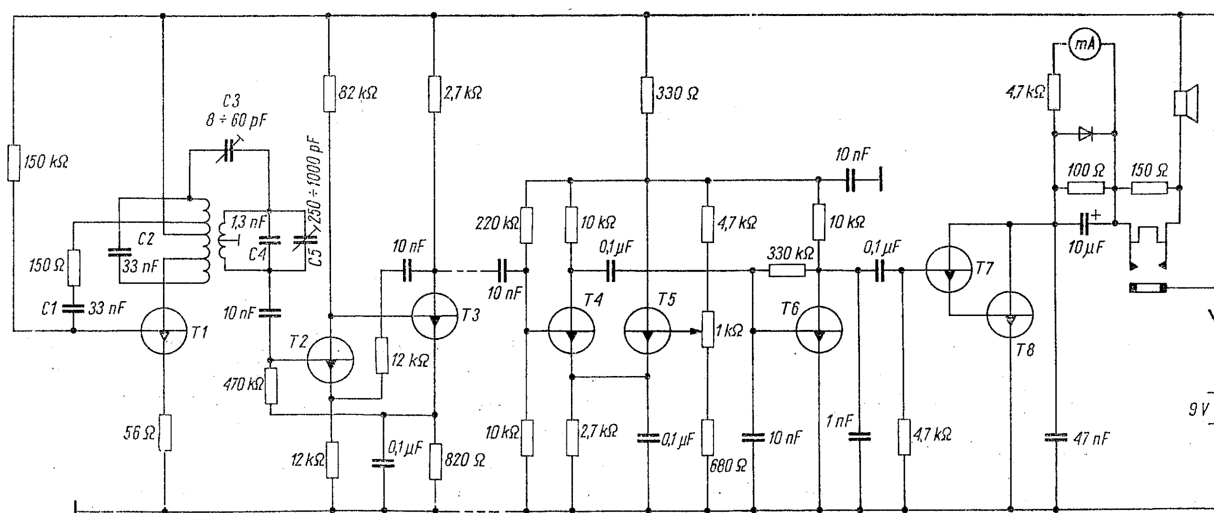
Wykrywacz jest przenośnym urządzeniem o zasilaniu bateryjnym ze wskaźnikiem akustycznym i optycznym, przeznaczonym do wyszukiwania przedmiotów metalowych zgubionych w trawie, zakopanych w ziemi lub zamurowanych, np. hydrantów, rur lub monet. Zasadę działania przyrządu wyjaśnia rys. 6-64. Czujnikiem jest układ cewek o takim kształcie, aby sprzężenie między nimi było zerowe. W przypadku zbliżenia cewek do przedmiotu metalowego sprzężenie między nimi wzrasta i wzmacniacz połączony z cewką wyjściową otrzymuje sygnał sterujący. Na rysunku 6-65 przedstawiono schemat urządzenia. Generator z tranzystorem *T1* w układzie samodławnym wytwarza sygnał o częstotliwości 100 kHz modulowany przebiegiem o częstotliwości 650 Hz. Kondensator *C3* służy do kompensacji sprzężenia między cewkami, wywołanego niedokładnością wykonania. Kondensatorem *C5* dostraja się do rezonansu cewkę detektora dla uzyskania maksymalnej czułości. Tranzystory *T2* i *T3*, tworzące wzmacniacz wstępny ze sprzężeniem bezpośrednim, są razem z układem generatora zmontowane w obudowie cewek. Reszta układu jest umieszczona na górnym końcu drążka z uchwytem do noszenia wykrywacza. Tranzystory *T4* i *T5* tworzą komparator spełniający funkcję detektora. Wskutek polaryzacji emitera tanzystora *T4* przez prąd tranzystora *T5*, nastawiony potencjometrem w obwodzie jego bazy, prąd kolektora tranzystora *T4* płynie tylko wtedy, gdy dodatnie połówki okresu zmodulowanego przebiegu mają amplitudę większą od napięcia polaryzacji. Taki układ ułatwia wyelimiowanie stałego dźwięku w słuchawkach oraz nastawienie pożądanej czułości, nawet kiedy sprzężenie między cewkami nie jest dokładnie równe zeru. Kondensatory w obwodzie bazy i kolektora tranzystora *T6* odfiltrowują resztki częstotliwości nośnej. Wzmacniacz końcowy tworzą dwa tranzystory w układzie Darlingtona, pracujące w klasie B. Brak symetrii tego wzmacniacza powoduje zniekształcenia, które jednak są tutaj bez znaczenia. Do sygnalizacji sąsiedztwa przedmiotów metalowych służy głośnik lub słuchawki, włączane w szereg z głośnikiem, oraz mikroamperomierz wskazujący prąd ostatniego stopnia. Ponieważ wzmacniacz pracuje bez polaryzacji bazy, przy braku sygnału prąd kolektora jest równy zeru i rośnie liniowo z amplitudą sygnału.

6.36 Echosonda Heathkit MI-19

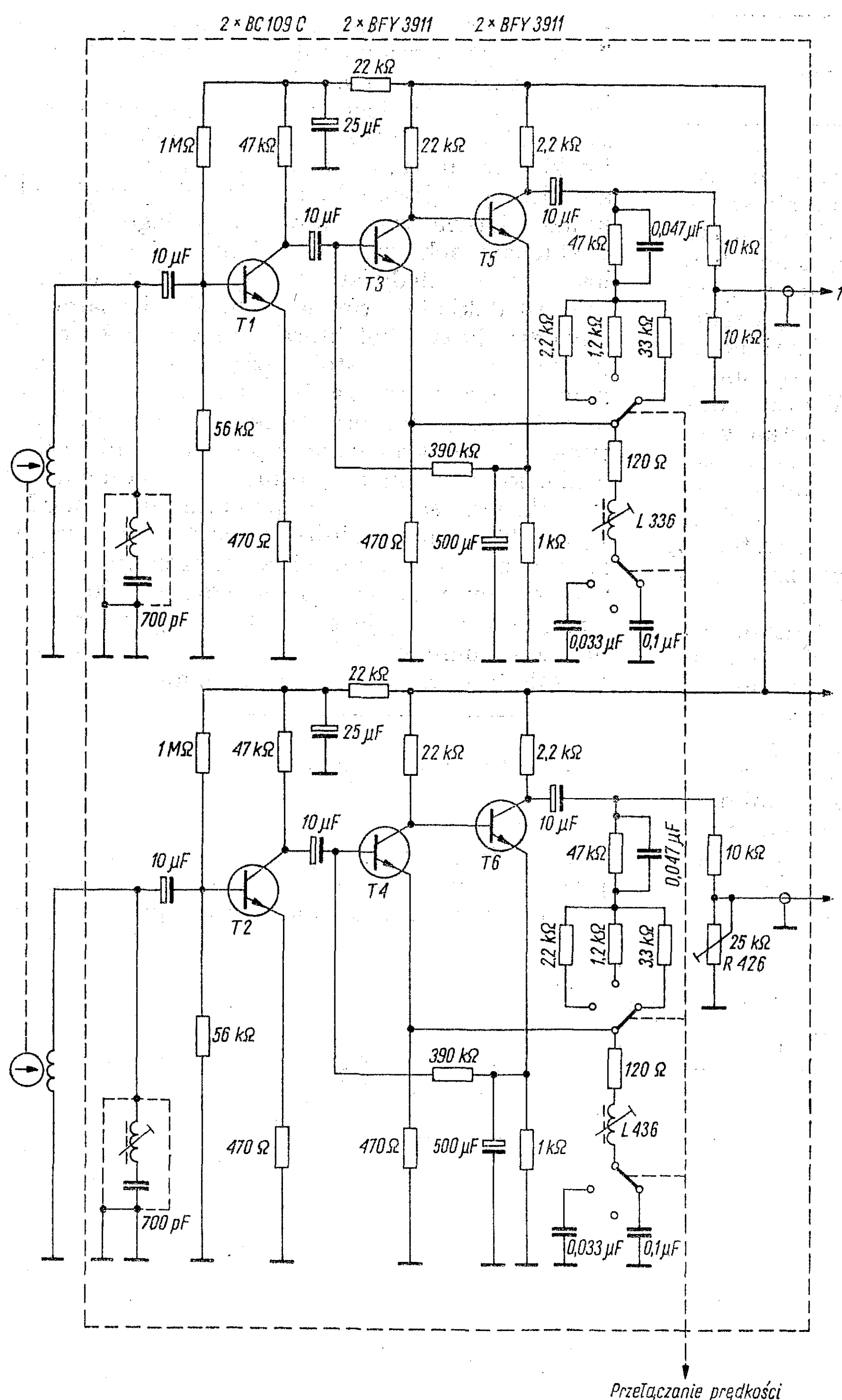
Echosonda MI-19 firmy Heath (rys. 6-66) jest przeznaczona do małych łodzi i może być łatwo zainstalowana przez umocowanie przetwornika



Rys. 6-64. Schemat blokowy wykrywacza metali firmy Heathkit



Rys. 6-65. Schemat elektryczny wykrywacza. Wszystkie tranzystory są typu 2 N 3393



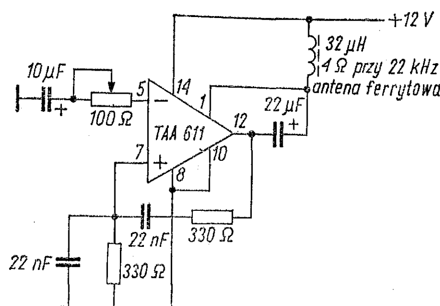
Rys. 6-66. Schemat echosondy

i wskaźnika, którego obudowa mieści cały układ elektroniczny. Obsługa wymaga jedynie ustawienia pokrętła czułości, połączonego z wyłącznikiem zasilania oraz pokrętła tłumienia szumów. Odczytu głębokości dokonuje się na skali, poza którą wiruje wskazówka z neonówką. Jeden obrót wskazówki odpowiada głębokości 30 m; jest jeszcze możliwe uzyskanie użytecznego echa w drugim obrocie, co odpowiada zakresowi 30 do 60 m. Przewidziano to przez umieszczenie drugiego szeregu liczb na wewnętrznej stronie podziałki. Na wskazówce obracanej silnikiem oprócz neonówki jest umieszczony jeszcze magnes trwały, który przy każdym przejściu w pobliżu cewki *L4* wytwarza impuls, wysterowujący tranzystor *T8*. Przepływ prądu tego tran-

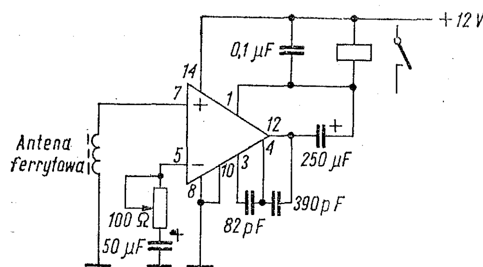
zystora powoduje wytwarzanie przebiegu o częstotliwości 200 kHz. Czas trwania impulsu wielkiej częstotliwości ustawia się potencjometrem *R31*. Impuls po wzmocnieniu przez tranzystor *T9* zostaje dopasowany do impedancji przetwornika z tytanianu baru, na którym napięcie osiąga wartość międzyszczytową 200 V. Przetwornik służy zarówno do nadawania jak i odbioru i jest połączony równocześnie z bazą tranzystora *T1*. Część odbiorcza zawiera dwa stopnie rezonansowe, pracujące bez neutralizacji. Tranzystor *T2* ma regulowane napięcie emitera dla ustawiania progu czułości. Układ detekcji składa się z tranzystorów *T3*, *T4* i *T5*. Punkt pracy tranzystora *T3* jest dobrany przez dzielnik z diodą *D1* tak, że tranzystor znajduje się na progu przewodzenia i jest wysterowany podczas dodatnich półokresów sygnału na bazie. Tranzystor *T5* jest nasycony przy braku sygnału i zwiera kondensator całkujący o pojemności 47 nF włączony równolegle do niego. Wysterowanie tranzystora *T3* bocznikuje przez diodę *D2* bazę tranzystora *T5*, wobec czego przestaje on zwierać kondensator całkujący. Równocześnie zostaje włączony tranzystor *T4*, który ładuje kondensator całkujący. Wartość prądu ładowania można dobrać potencjometrem *R15*, równocześnie ze zmianą energii wysyłanego impulsu, tak by uzyskać optymalne tłumienie szumów. Kiedy napięcie na kondensatorze całkującym osiągnie wartość około 1,2 V, wówczas zaczynają przewodzić tranzystory *T6* i *T7*, przez transformator podwyższający i pierścienie ślizgowe pobudzając do świecenia neonówkę wskaźnika. Diody w obwodzie neonówki zapobiegają drugiemu rozbłyskowi przy końcu impulsu.

6.37 Układ do zdalnego sterowania drzwi garażu [14]

Nadajnik indukcyjny (rys. 6-67) wytwarzający sygnał o częstotliwości 22 kHz przy mocy 1,5 W jest przeznaczony do włączania napędu drzwi garażu bez wysiadania z samochodu. Nadajnik wykorzystuje scalony wzmacniacz mocy typu TAA 611, zasilany z akumulatora samochodowego. Układ TAA 611 spełnia funkcję generatora i wzmacniacza mocy, zasilają cewkę o indukcyjności 32 μH, nawiniętą na rdzeniu anteny ferrytowej, używanej w odbiornikach. Cewka stanowi przy częstotliwości 22 kHz impedancję równą 4,4 Ω. Częstotliwość wyznaczają elementy *RC* w obwodzie sprzężenia zwrotnego. Przy jednakowych wartościach rezystancji i pojemności częstotliwość wynosi $f = 1/2\pi RC$. W odbiorniku (rys. 6-68) również wykorzystano wzmacniacz TAA 611. Cewka odbiorcza ma 600



Rys. 6-67. Schemat nadajnika indukcyjnego do zdalnego otwierania drzwi garażu [14]



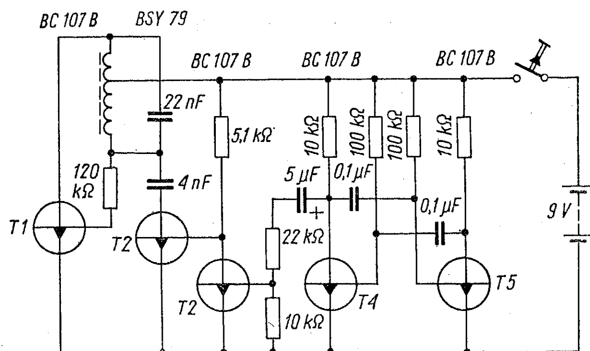
Rys. 6-68. Schemat odbiornika

zwojów drutu o średnicy 0,1 mm i jest nawinięta na takim samym rdzeniu, jaki użyto do nadajnika. Jej indukcyjność wynosi 13 mH. Taki zestaw umożliwia zapewnienie łączności na odległość 5 m. Większą odległość można pokonać używając do budowy odbiornika wzmacniacza operacyjnego z selektywnym sprzężeniem zwrotnym i oddzielnym stopniem przekaźnikowym.

6.38 Indukcyjne urządzenie zdalnego sterowania drzwi garażu [15]

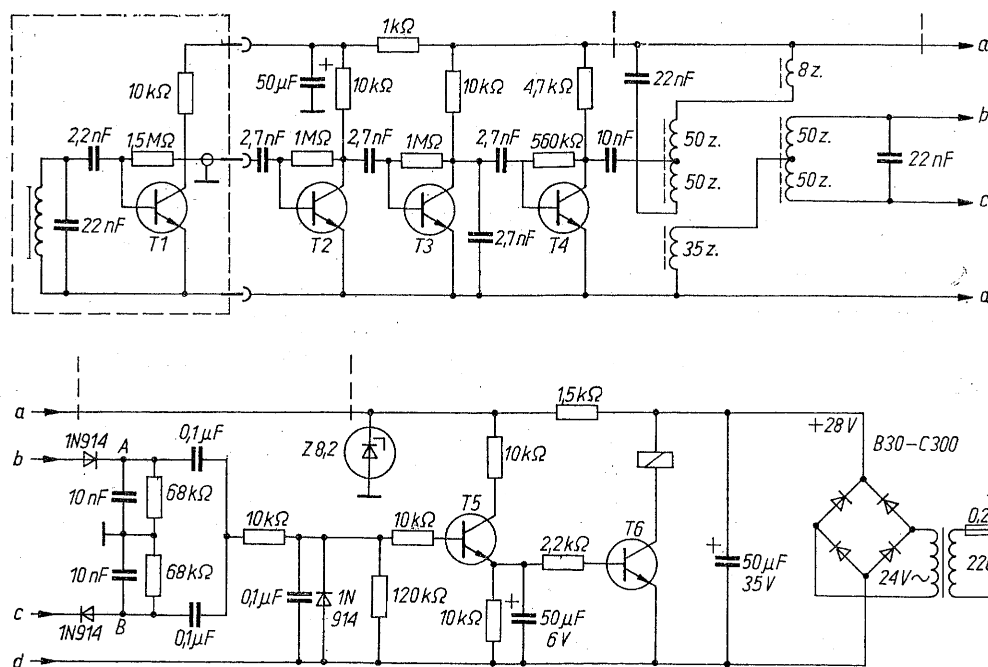
W niektórych zastosowaniach od urządzenia zdalnego sterowania drzwi garażu, np. przy ruchliwej ulicy, wymaga się szybkiej reakcji i zasięgu kilkunastu metrów. W każdym przypadku jest konieczna duża odporność na zakłócenia.

Urządzenie firmy Wilkens pracuje na zasadzie kluczowania częstotliwości nadajnika między wartościami 9,5 a 8,9 kHz z częstotliwością 70 Hz. Nadajnik (rys. 6-69) wytwarza sygnały w stopniu z tranzystorem *T1*. Funkcję kluczowania częstotliwości spełnia tranzystor *T2*, włączający do obwodu dodatkowy kondensator o pojemności 4 nF. Cewka nawinięta na korpusie długości 20 mm i średnicy 15 mm jest umieszczona na rdzeniu ferrytowym średnicy 10 mm i długości 80 mm. Sygnał o częstotliwości 70 Hz wytwarzają tranzystory *T4* i *T5*. Do zasilania służy miniaturowa bateria o napięciu 9 V. Po-



Rys. 6-69. Schemat nadajnika [15]

bór prądu wynosi 25 mA. W celu zapewnienia zasięgu 15 m odbiornik (rys. 6-70) musi mieć dużą czułość i pracować już przy napięciu sygnału 10 µV. Potrzebne wzmocnienie wynosi 110 dB. Dla zapewnienia stabilności przy tak dużym wzmocnieniu, antena ferrytowa o 360 zwojach na rdzeniu jak w nadajniku, została umieszczona wraz z pierwszym stopniem wzmacniacza z dala od pozostałej części aparatury. Po



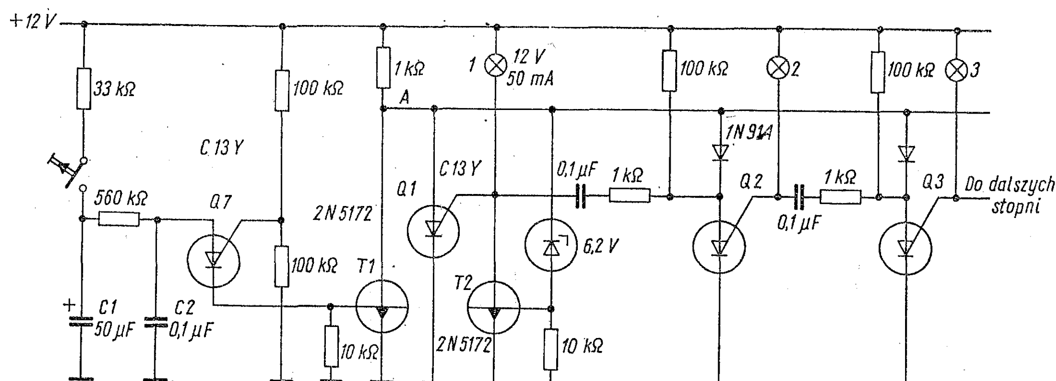
Rys. 6-70. Schemat odbiornika. Wszystkie tranzystory typu **BC 107 B**

wzmocnieniu przez następne trzy stopnie sygnał jest doprowadzony do dyskryminatora, który daje napięcie wyjściowe równe zeru, kiedy częstotliwość sygnału ma wartość równą średniej z obu częstotliwości. Dla zwiększenia stabilności całego układu dyskryminator został dostrojony do drugiej harmonicznej sygnału, to znaczy zerowe napięcie wyjściowe odpowiada częstotliwości 18,4 kHz. Napięcia w punktach *A* i *B* mają przeciwny znak, dlatego gdy obie częstotliwości pojawią się równocześnie, nie wywoła to żadnego napięcia na bazie tranzystora *T5*. Dopiero wówczas gdy obie częstotliwości występują na przemian z częstotliwością 70 Hz, tranzystor *T5* zostaje wysterowany i na kondensatorze w obwodzie jego emitera powstaje napięcie powodujące włączenie stopnia przekaźnikowego.

6.39 Elektroniczna kostka do gry [16]

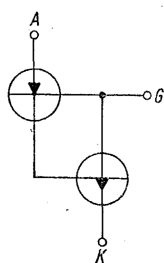
Układ zastępujący sześcienną kostkę do gry (rys. 6-71) zawiera generator impulsów oraz sześciostopniowy licznik pierścieniowy, zbudowane przy zastosowaniu tyrystorów z bramką anodową typu C13Y (General Electric). Układ zastępczy tego tyrystora pokazano na rys. 6-72.

W stopniu generatora został on wykorzystany jako programowany tranzystor jednozłączowy, a w układzie liczącym pracuje jako sterowany przełącznik krzemowy z obciążeniem włączonym w obwód bramki. Po włączeniu zasilania żaden stopień nie jest włączony i na wszystkich anodach panuje pełne napięcie, które przez diodę Zenera nasyca tranzystor *T2*. Powoduje to za-



Rys. 6-71. Układ kostki do gry z tyrystorami z bramką anodową [16]

palenie się żarówki oznaczonej cyfrą 1 i włączenie tyrystora *Q1*; napięcie na linii *A* spada i tranzystor *T2* przestaje brać udział w pracy urządzenia. Zarówno anoda, jak i bramka włączonego tyrystora mają małą impedancję w stosunku do masy, wobec czego kondensator 0,1 µF połączony z bramką zostaje naładowany do pełnego napięcia zasilania przez rezystory 100 kΩ i 1 kΩ. Opisany stan trwa tak długo, aż impuls z generatora nasyci tranzystor kluczu-



Rys. 6-72. Układ zastępczy tyrystora z bramką anodową

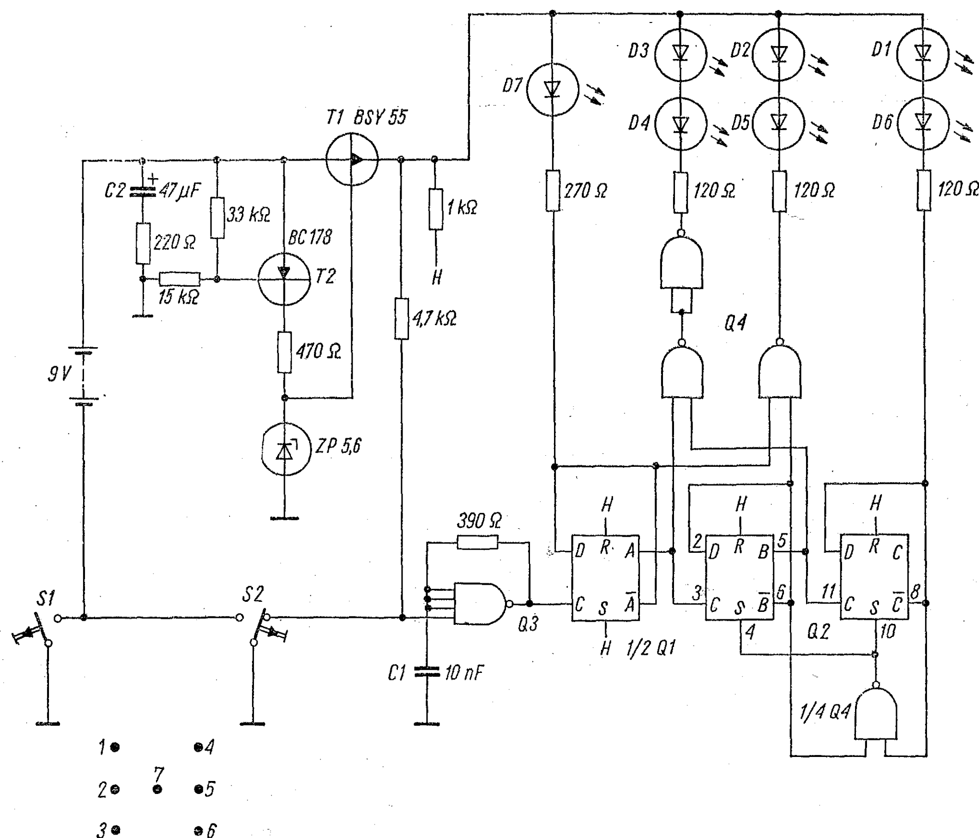
jący *T1*, który zwiera prąd płynący dotychczas przez tyrystor i powoduje jego wyłączenie. Napięcie na bramce tyrystora dotychczas przewodzącego rośnie do wartości napięcia zasilania, a ponieważ połączony z nią kondensator został poprzednio naładowany, na anodzie następnego stopnia pojawia się napięcie dwukrotnie wyższe i powoduje zapłon. Diody w obwodzie anod zapobiegają zwieraniu impulsów zapłonowych przez linię *A*. Po wyłączeniu ostatniego stopnia ponownie zostaje włączony pierwszy stopień przez układ z tranzystorem *T2*. Układ pierścieniowy liczący zatrzymuje się w jednym ze stanów, kiedy przestaje otrzymywać impulsy sterujące. Przypadkowość tego stanu wynika z dużej stałej czasowej ładowania kondensatora *C1* i stosunkowo dużej częstotliwości generatora z kondensatorem *C2*. Trudno ustalić, jakie napięcie panuje na kondensatorze *C1* w chwili puszczenia przycisku, a jego zmiana o 1% wywołuje przesunięcie stanu włączenia o 5 stopni.

6.40 Kostka do gry z układami scalonymi [17]

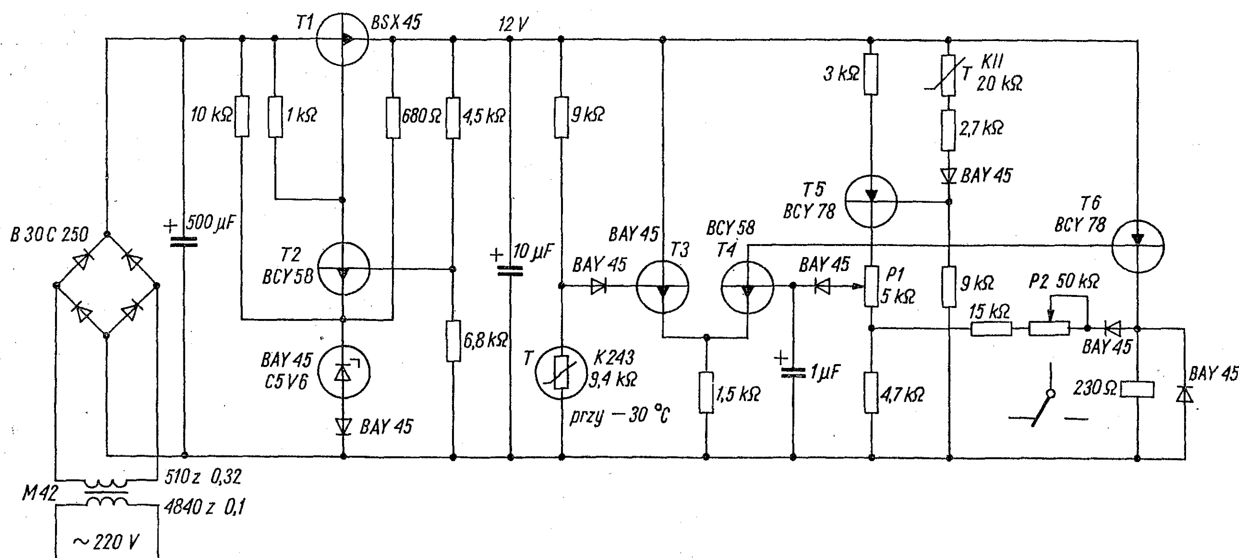
Układ elektronicznej kostki do gry (rys. 6-73) zawdzięcza swą prostotę zastosowaniu cyfrowych układów scalonych. Do zasilania służy miniaturowa bateria o napięciu 9 V. Zasilacz z tranzystorami *T1* i *T2* stabilizuje napięcie na poziomie 5 V i po skończonym „rzucie" odłącza baterię od reszty układu, wskutek czego można było zrezygnować z wyłącznika zasilania. Naciśnięcie przycisku *S2* ładuje kondensator *C2* i równocześnie nasyca tranzystor *T2*, którego prąd zasila diodę Zenera, przez co cały układ otrzymuje zasilanie. Po puszczeniu przycisku *S2* kondensator *C2* rozładowuje się przez bazę tranzystora *T2* i powoduje podtrzymanie włączenia zasilacza do czasu rozładowania kondensatora. W czasie naciskania przycisku *S2* działa generator z przerzutnikiem Schmitta typu SN7413N. Napięcia progowe tego układu wynoszą 0,8 i 1,6 V i napięcie na kondensatorze *C1* zmienia się wykładniczo między tymi wartościami. Przebieg z wyjścia generatora steruje trzystopniowy binarny dzielnik częstotliwości ze sprzężeniem zwrotnym, ograniczającym liczbę stanów do 6. Dwie bramki typu NAND i jeden inwerter dekodują stan przerzutników i sterują wskaźnik z diodami luminescencyjnymi, ustawionymi jak kropki na kostce. Ponieważ wszystkie diody są umieszczone na jednej powierzchni, ich liczba musi wynosić 7. W celu przedłużenia czasu wyświetlania wyniku należy nacisnąć przycisk *S1*.

6.41 Termostat do zamrażarki (Siemens)

Układ do sterowania agregatu chłodniczego w zamrażarce (rys. 6-74) umożliwia nastawienie regulowanej temperatury w granicach od —15



Rys. 6-73. Schemat kostki do gry z układami scalonymi i diodami luminescencyjnymi. Układy scalone: $Q1$, $Q2$ — SN 7474 N, $Q3$ — SN 7413 N, $Q4$ — SN 7400 N. Diody luminescencyjne typu MLED 600 [17]



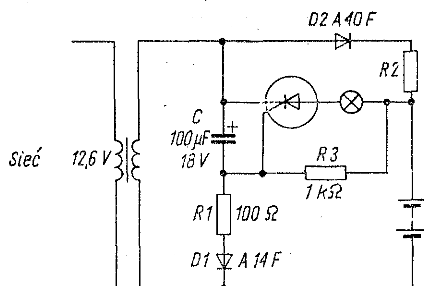
Rys. 6-74. Układ do sterowania silnika zamrażarki

do −45°C przy histerezie ustawianej niezależnie w granicach od 3 do 10 deg. Histereza w tym urządzeniu jest konieczna, aby rozruch silnika nie odbywał się zbyt często. Termostat może być użyty również do lodówki, jeżeli nie stanie na przeszkodzie jego cena. Za pomocą potencjometru *P1* ustawia się górną wartość temperatury, przy której następuje włączenie agregatu, a potencjometrem *P2* ustala się odstęp temperatury wyłączenia od wartości wyznaczonej przez *P1*. Dioda włączona szeregowo z potencjometrem *P2* oraz zasilanie potencjometru *P1* sta-

łą wartością prądu przez tranzystor $T5$ sprawiają, że oba ustawienia są od siebie niezależne. Termistor w obudowie plastykowej zastosowany w układzie jest specjalnie przeznaczony do termostatów chłodniczych. Dla zapewnienia wymienności czujników są one produkowane z odchyłkę charakterystyki nie przekraczającą 3,5%.

6.42 Automatyczne oświetlenie awaryjne (General Electric)

Proste urządzenie (rys. 6-75) włącza oświetlenie bateryjne natychmiast po zaniku napięcia w sieci prądu zmiennego. Po pojawieniu się napięcia w sieci oświetlenie awaryjne zostaje automatycznie wyłączone, a wbudowany akumulator jest ładowany. Przy włączonym napięciu zmiennym, kondensator ładuje się przez diodę *D1* i re-

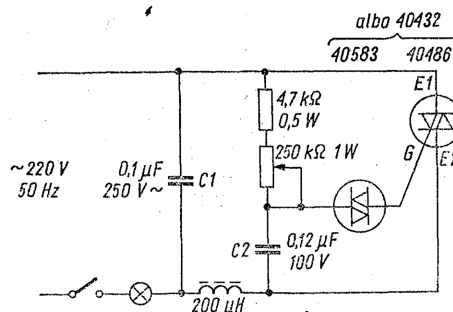


Rys. 6-75. Schemat automatycznej lampy awaryjnej

zystor *R1* i wytwarza napięcie ujemne na bramce tyrystora, co uniemożliwa jego zapłon i przepływ prądu przez żarówkę. Równocześnie akumulator jest utrzymywany w stanie pełnego naładowania przez diodę *D2* i rezystor *R2*. W przypadku zaniku napięcia zmiennego, kondensator C wyładowuje się i tyrystor zostaje włączony napięciem akumulatora przez rezystor *R3*. Prąd tyrystora płynący przez wtórne uzwojenie transformatora, powoduje świecenie żarówki. Po włączeniu napięcia zmiennego tyrystor zostaje wygaszony dodatnim szczytem napięcia na katodzie.

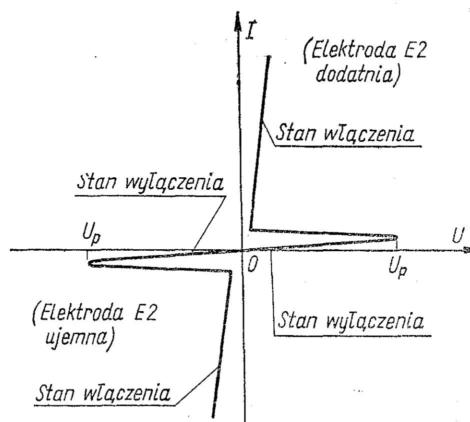
6.43 Regulatory oświetlenia z tyrystorami symetrycznymi (RCA)

Zastosowanie symetrycznego tyrystora, zwanego triakiem i symetrycznej diody wyzwalającej (diac) umożliwia realizację prostego układu regulatora oświetlenia (rys. 6-76), który bez trudu



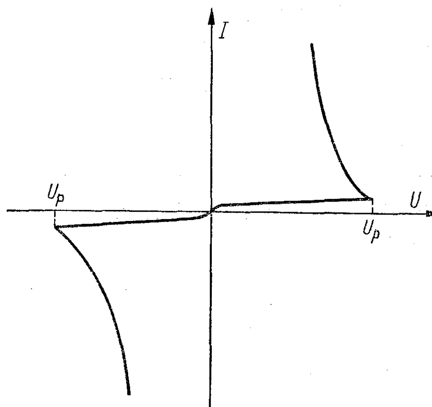
Rys. 6-76. Układ regulatora z jedną stałą czasową

może być zainstalowany w miejscu przeznaczonym na wyłącznik. Charakterystykę tyrystora symetrycznego przedstawiono na rys. 6-77; dla obu kierunków napięcia element ten jest bista-



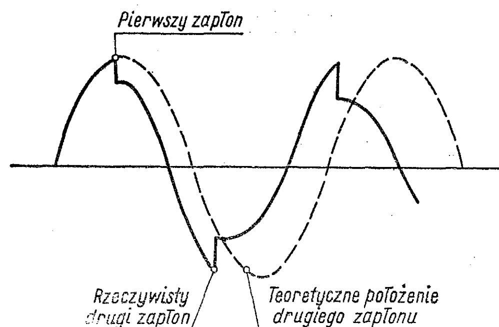
Rys. 6-77. Charakterystyka tyrystora symetrycznego

bilny. Tyrystor może być włączony napięciem na głównych elektrodach, większym od napięcia przebicia U_p, albo przy niższym napięciu impulsem prądu o dowolnym kierunku, włączonym



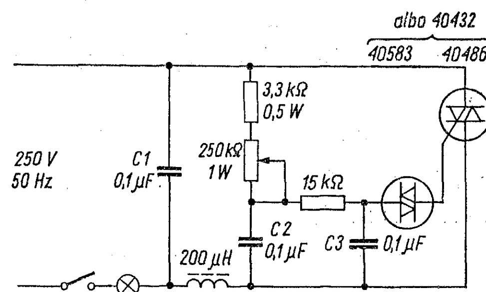
Rys. 6-78. Charakterystyka symetrycznej diody wyzwalającej

między elektrodą *E1* i bramką. Do wytwarzania impulsów zapłonowych bardzo wygodna jest dioda wyzwalająca o charakterystyce przedstawionej na rys. 6-78. Jej napięcie przebicia, jednakowe dla obu kierunków, jest rzędu 35 V. Po przekroczeniu tego napięcia dioda wykazuje rezystancję ujemną. Działanie regulatora, którego schemat pokazano na rys. 6-76 polega na ładowaniu kondensatora *C2* przez rezystor stały i zmienny do napięcia równego napięciu przebicia diody. Kiedy dioda osiągnie stan odpowiadający rezsytancji ujemnej, kondensator rozładowuje się przez bramkę, włączając tyrystor. Ta sekwencja powtarza się w każdej połówce okresu, niezależnie od znaku napięcia. Wartość rezystora zmiennego decyduje o prędkości ładowania kondensatora i wpływa na wcześniejsze lub późniejsze włączenie tyrystora względem początku okresu napięcia. Prosty układ regulatora wykazuje niepożądaną histerezę, wyrażającą się tym, że położenie potencjometru, przy którym



Rys. 6-79. Przebieg napięcia na kondensatorze *C2* z rys. 6-76

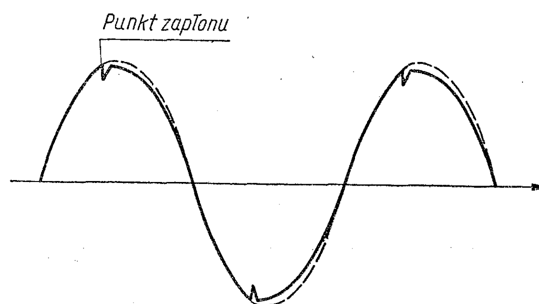
następuje zgaśnięcie światła jest różne od tego przy którym żarówka się zapala. Przyczynę tego zjawiska wyjaśnia rys. 6-79. Oprócz pogorszenia płynności ustawiania histereza może spowodować zgaśnięcie żarówki przy chwilowym spadku napięcia. Histerezę wywołuje skokowe obniżenie napięcia na kondensatorze po zapłonie (rys. 6-80). Poprawę właściwości układu można uzyskać przez wprowadzenie dodatkowego kondensatora *C3*, który przez rezystor 15 kΩ



Rys. 6-80. Układ z dwiema stałymi czasowymi

uzupełnia ładunek kondensatora *C2* po zapłonie. Napięcie na kondensatorze *C2* ma wówczas przebieg jak na rys. 6-81.

Tyrystory pracujące w przedstawionym układzie są narażone przy włączaniu zimnej żarówki na impulsy dużego prądu, który może być na-



Rys. 6-81. Przebieg napięcia na kondensatorze *C2* w układzie zmodyfikowanym jak na rys. 6-80

wet 15 razy większy od prądu znamionowego. Innym niebezpieczeństwem jest duży prąd towarzyszący łukowi, jaki powstaje po przepaleniu włókna, dlatego nie jest przesadą stosowanie tyrystora o impulsowym prądzie szczytowym rzędu 100 A przy mocy żarówek 100 lub 200 W.

Literatura

1. Battes R. J.: Build a quartz-crystal-controlled digital clock with only six ICs. Electronic Design, No. 16, August 3, 1972, p. 62.
2. Wilhelm K.: Quarzuhr mit Synchronmotor. Funktechnik, Nr 2, 1969, S. 63—64.
3. Nyss M. L.: Intruder detector using a Gunn effect oscillator. Electronic Applications Bulletin, Vol. 31, No. 1, 1972, pp. 28—36.
4. Buegel K. F.: „Radar" burglar stopper. Radio-Electronics, June 1970, pp. 36—40, July 1970, pp. 44—45.
5. Gilder J.H.: A $ 3 Burglar Alarm — It works. Electronic Design, No. 16, August 3, 1972, p. 30.
6. DeLoach E.: SCRs form electronic combination lock. Electronic Design News/Electronic Equipment Engineering, No. 7, 1972, pp. 51—52.
7. Logemann B.: Elektronische Diebstahlsicherung für Kraftfahrzeuge. Funktechnik, Nr 1, 1970, S. 31—32.
8. Lohrmann G.: Vierschichtdioden, Thyristoren, Diacs und Triacs — Theorie, Arbeitsweise, Anwendungsbeispiele. Technische Rundschau, Nr. 43, 1971, S. 17, 19, 21.

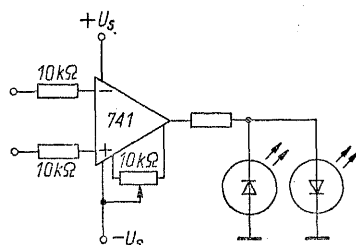
9. Wessolowski H.: Genauer digitaler Zeitschalter für die Dunkelkammer. Funktechnik, Nr 20, 1972, S. 747—748.
10. Höfling E.: Zwei netzbetriebene Blitzgeräte mit Thyristorsteuerung. Funktechnik, Nr 2., 1972, S. 59—61.
11. Schopp W.: Electronic Photoflash Meter. Electronics World, No. 6, 1970, pp. 62—63.
12. Horst M.: Elektronischer Zeitraffer. Funkschau, Nr. 22, 1972, S. 839—840.
13. Pfnür M.: Elektronischer Rechner zum Selbstbau. Funkschau, Nr. 16, 1972, S. 593—595, Nr. 17, 1972, S. 628—630.
14. Oetke G.: Anlage mit integrierten Schaltungen zur drahtlosen (induktiven) Übertragung von Informationen. Funktechnik. Nr. 11, 1971, S. 418.
15. Voss G. P.: Störsichere Funkfernsteuerung für Garagentore. Funkschau, Nr. 22, 1969, S. 801—802.
16. Fox R. W.: Electronic Dice. Electronics World No. 2, 1970, pp. 34, 35, 79.
17. Aebi W., Reber H. R.: Elektronisch würfeln! Der Elektroniker, Nr 6, 1970, S. 369—376.

7 Aparatura pomiarowa

Zostaną omówione wybrane przyrządy i układy służące do pomiaru wielkości elektrycznych i nieelektrycznych.

7.1 Wskaźnik zerowy

Prosty układ, przedstawiony na rys. 7-1, może zastąpić galwanometr — kosztowny i wrażliwy na wstrząsy — spełniający tradycyjnie rolę wskaźnika zerowego napięcia stałego. Znak napięcia wejściowego wskazują diody luminescencyjne: jedna świeci przy napięciu o jednym znaku, a druga — przy przeciwnym kierunku napięcia. Zamiast dwóch diod można zastosować jedną podwójną, o dwóch barwach świecenia, zależnych od kierunku napięcia. Do symetryzacji wzmacniacza służy potencjometr 10 kΩ. W najprostszym układzie wzmacniacz pracuje bez elementów zewnętrznych, a rezystory na wejściu służą jedynie do ograniczania prądu wejściowego przy dużej wartości sygnału. Dodanie odpowiedniego typu sprzężenia zwrotnego umożliwia dowolne kształtowanie wzmocnienia lub strefy nieczułości. Rezystor na wyjściu wzmacniacza powinien być dobrany tak by ograniczał prąd do wartości dopuszczalnej dla diod. Zamiast diod luminescencyjnych można użyć żarówek o małym prądzie włączonych szeregowo z przeciwnie skierowanymi diodami.

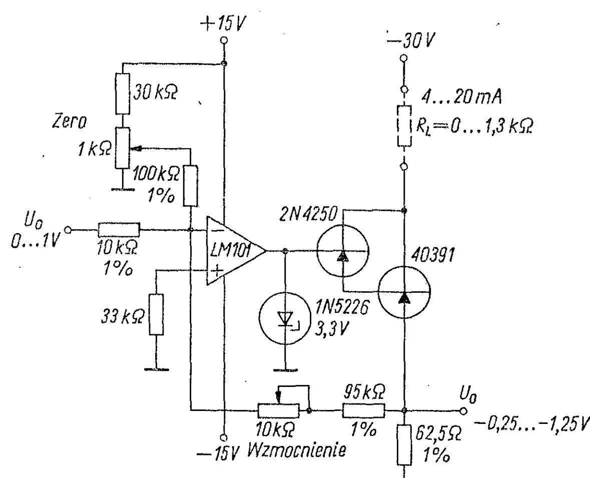


Rys. 7-1. Układ prostego wskaźnika zerowego z diodami luminescencyjnymi

7.2 Układ do sterowania miernika prądem wymuszonym [1]

W przemysłowych układach pomiarowych często stosuje się znormalizowany sygnał prądowy, w którym prąd 4 mA odpowiada zerowej wartości sygnału, zaś prąd 20 mA — wartości maksymalnej. Wartość prądu powinna być wymuszana, to znaczy powinna zależeć jedynie od sygnału wejściowego, a nie zależeć od rezystancji obwodu, przekazującego prąd do miernika. Wartość prądu 4 mA przy zerowym sygnale wejściowym została wybrana po to, aby niesprawności urządzenia, lub przerwa w obwodzie pomiarowym, były sygnalizowane wychyleniem miernika w lewo.

Dla układu pokazanego na rys. 7-2 sygnał wejściowy stanowi napięcie stałe, zmieniające się w zakresie od 0 do 1 V. Działanie układu polega na konwersji napięcia na prąd przy przesuniętym początku charakterystyki. Prądu wyjściowego dostarcza para tranzystorów w układzie Darlingtona. Prąd wyjściowy wytwarza napięcie sprzężenia zwrotnego na rezystorze emiterowym. Dioda Zenera na wyjściu wzmacniacza operacyjnego ogranicza napięcie sterujące tranzystory a tym samym maksymalną wartość prądu. Oddzielne potencjometry umożliwiają nastawienie wartości prądu przy zerowym napięciu wejściowym i wzmocnienia układu, to znaczy nastawienie nachylenia charakterystyki konwersji.

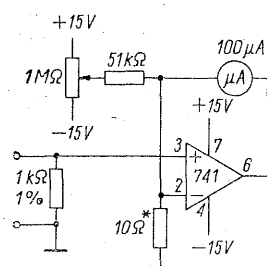


Rys. 7-2. Schemat układu do sterowania miernika prądem wymuszonym o zakresie 4 do 20 mA [1]

Zastosowanie rezystorów o małych odchyłkach nie jest konieczne, lecz zostało podyktowane dążeniem do zapewnienia dużej stabilności parametrów.

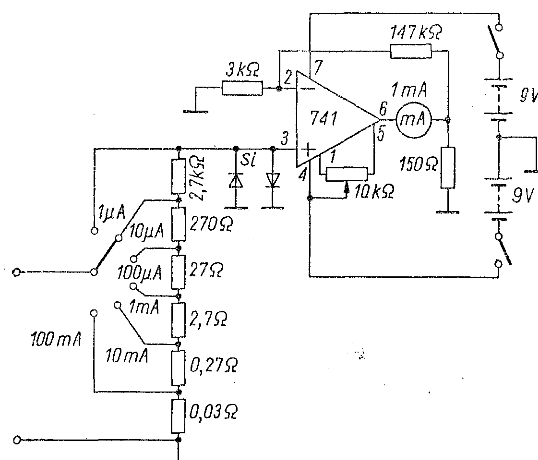
7.3 Wzmacniacze do mierników

Wyposażenie miernika magnetoelektrycznego we wzmacniacz prądu stałego umożliwia poprawienie wszystkich parametrów miernika: zwiększenie jego rezystancji wewnętrznej, czułości, odporności na przeciążenia. Wzmacniacz umożliwia zastosowanie miernika o mniejszej czułości, a zatem mniej kosztownego i bardziej odpornego na uszkodzenia mechaniczne. Dodatkową zaletę stanowi łatwość przesuwania zera i kształtowana charakterystyki, np. w celu uzyskania przebiegu logarytmicznego. Te zalety zadecydowały o wielkim rozpowszechnieniu układów wzmacniaczy przeznaczonych do współpracy z miernikami magnetoelektrycznymi.
Układ z rys. 7-3 umożliwia otrzymanie zakresu



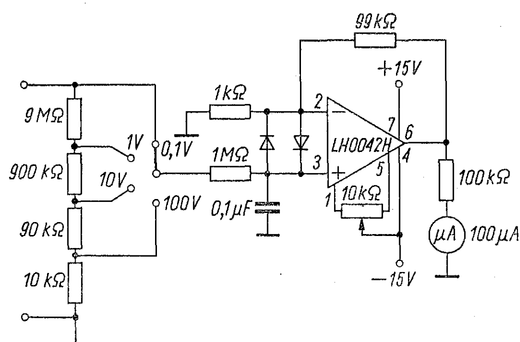
Rys. 7-3. Wzmacniacz do miernika magnetoelektrycznego z mikroamperomierzem włączonym w obwód sprzężenia zwrotnego

podstawowego 1 μA przy zakresie mikroamperomierza, wynoszącym 100 μA. Miernik jest włączony w obwód ujemnego sprzężenia zwrotnego. Przy prądzie 100 μA w tym obwodzie, spadek napięcia na rezystorze 10 Ω wynosi 1 mA i takie napięcie trzeba doprowadzić do wejścia nieodwracającego wzmacniacza dla uzyskania pełnego wychylenia miernika. Rezystancja 1 kΩ na tym wejściu określa wartość prądu wejściowego na 1 μA. Potencjometrem można ustawić zerowe położenie wskazówki. Czułość dobiera się przez dobór wartości rezystora oznaczonego gwiazdką.
W następnym układzie (rys. 7-4) w obwodzie sprzężenia zwrotnego jest umieszczony dzielnik napięcia zasilany z rezystora 150 Ω próbkującego prąd, płynący przez miernik. Rozszerzenie zakresu pomiarowego umożliwia bocznik uniwersalny, umieszczony na wejściu. Dokładność przyrządu zależy w znacznym stopniu od dokładności rezystorów wchodzących w skład bocznika. Diody krzemowe włączone równolegle do wejścia nieodwracającego chronią przyrząd przed zbyt dużym napięciem wejściowym. Układ przesuwania zera został uproszczony do jednego potencjometru dzięki wykorzystaniu specjalnie w



Rys. 7-4. Układ mikroamperomierza ze wzmacniaczem operacyjnym

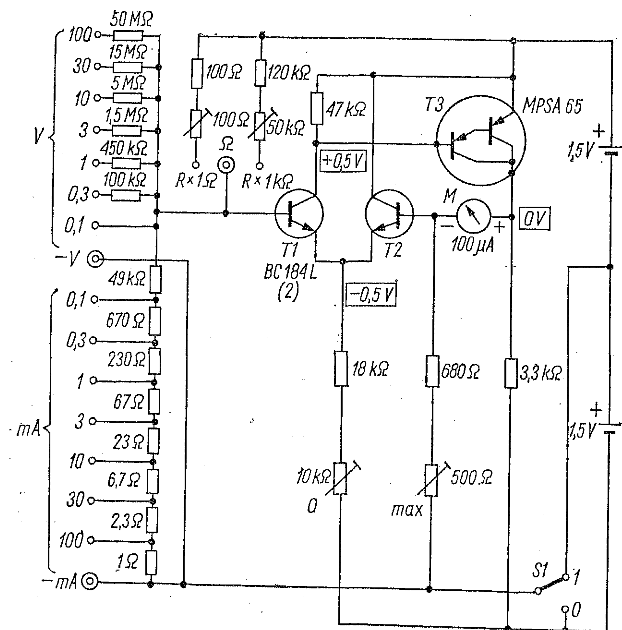
tym celu wyprowadzonych końcówek wzmacniacza operacyjnego typu 741.
Zastosowanie wzmacniacza operacyjnego z tranzystorami polowymi umożliwia znaczne zwiększenie rezsytancji wejściowej przy prostej budowie przyrządu, jak to ilustruje przykład woltomierza z rys. 7-5. Podobnie jak w poprzednim



Rys. 7-5. Układ woltomierza o parametrach odpowiadających klasycznemu woltomierzowi lampowemu

układzie, dokładność rezystorów na wejściu przyrządu decyduje o jego klasie. Wymagania dotyczące precyzji rezystorów można zmniejszyć przez wprowadzenie drugiej płytki przełącznika, wykorzystanej do przełączania dodatkowego rezystora korygującego wartość sprzężenia zwrotnego, dobieranego oddzielnie dla każdego zakresu.
Wprawdzie wzmacniacze scalone są bardzo wygodne do stosowania w miernikach wielozakresowych, jednak tylko nieliczne typy wzmacniaczy są przeznaczone do pracy z jednym źródłem zasilania i przy małym poborze mocy, co jest pożądane przy zasilaniu bateryjnym. Z tego względu opracowano wiele układów z zastosowaniem tranzystorów dyskretnych.

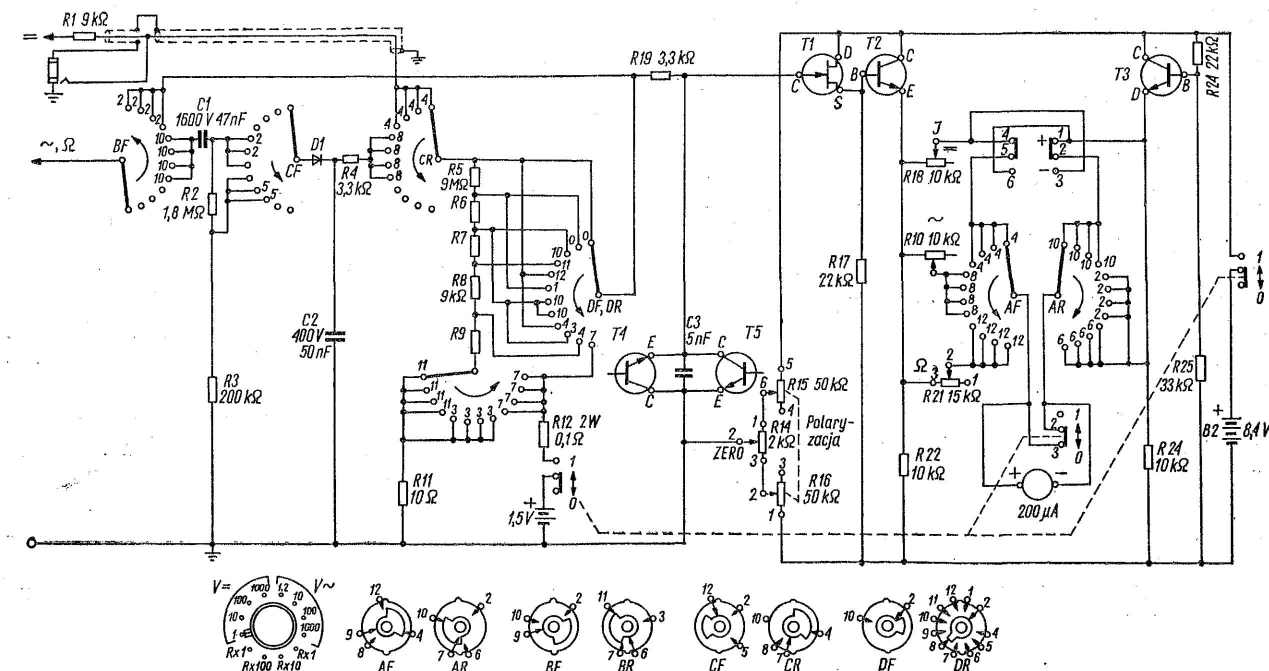
Przykładem bardzo prostej konstrukcji miernika napięcia i prądu stałego jest układ, przedstawiony na rys. 7-6. Wzmacniacz różnicowy o dwóch stopniach ma drugi stopień wyposażony w układ Darlingtona. Na rezystorach włączonych w obwód bazy tranzystora *T2* wytwarza się napięcie proporcjonalne do prądu, płynącego przez miernik. Wartością rezystancji w tym obwodzie można wpływać na czułość miernika. Zmianą rezystancji w obwodzie emiterów stopnia różnicowego zmienia się położenie zera. Pomiar rezystancji sprowadza się do pomiaru prądu przy wykorzystaniu źródła napięcia zasilającego wzmacniacz.



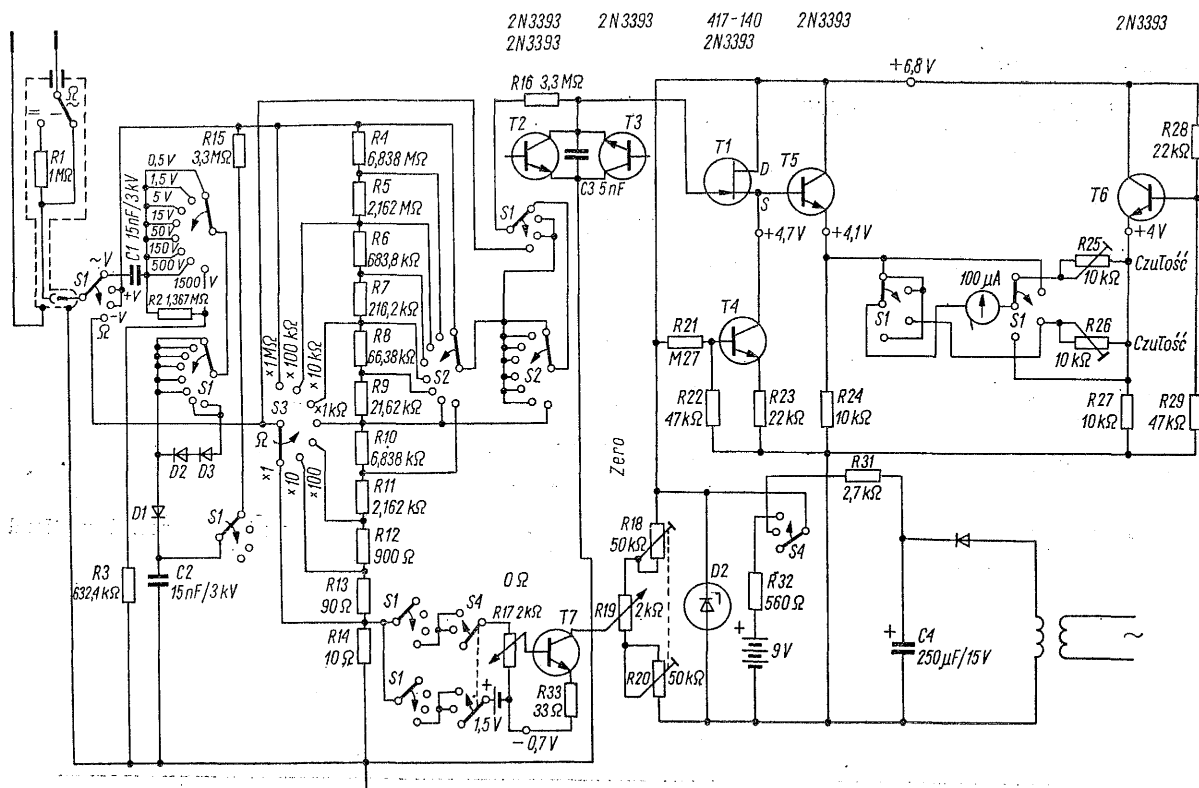
Rys. 7-6. Układ prostego miernika wielozakresowego napięcia stałego [2]

Miernik wielozakresowy IM-17 firmy Heathkit (rys. 7-7) ma jednostopniowy wzmacniacz w układzie mostkowym z tranzystorami bipolarnymi. Dla zwiększenia rezystancji wejściowej na wejściu pomiarowym umieszczono wtórnik źródłowy z tranzystorem polowym. Tranzystory *T4* i *T5* na wejściu wzmacniacza zabezpieczają układ przed zbyt dużym napięciem wejściowym, jakie może wystąpić przy niewłaściwym ustawieniu przełącznika zakresów. Tranzystory zabezpieczające są chronione przed nadmiernym prądem przez rezystor *R13*. Miernik jest przeznaczony do użytku domowego. Do zasilania służy bateria rtęciowa o napięciu 8,4 V; źródłem napięcia dla omomierza jest ogniwo Leclanche'a o napięciu 1,5 V.

Znacznie wyższe wymagania spełnia model IM-16 tej samej firmy (rys. 7-8) o zbliżonym, lecz bardziej rozbudowanym układzie. Przyrząd może być zasilany z baterii 9 V lub z sieci, przy czym przy pomiarze rezystancji w obu przypadkach korzysta się z ogniwa o napięciu 1,5 V. Wtórnik źródłowy z tranzystorem *T1* ma obciążenie aktywne w postaci źródła prądowego



Rys. 7-7. Schemat miernika wielozakresowego Heathkit IM-17



Rys. 7-8. Schemat miernika wielozakresowego Heathkit IM-16

z tranzystorem *T4*. Tranzystor *T7* umożliwia zerowanie zakresów rezystancyjnych przy pomocy potencjometru o dużej rezystancji przy zachowaniu małej wartości rezystancji źródła. Przy pomiarze napięć zmiennych cztery najniższe zakresy mają oddzielne skale dla uwzględnienia nieliniowości prostownika. Do zakresu 150 V włącznie prostowanie odbywa się przy użyciu jednej diody, przy dwóch najwyższych zakresach są włączone dodatkowo diody *D2* i *D3*, zaś przy najwyższym zakresie (1500 V) jest czynny dodatkowo dzielnik napięcia *R2*, *R3*, zmniejszający do 1/3 napięcie na prostowniku. Rezystancja wejściowa na zakresach napięć stałych wynosi 11 kΩ, największy błąd 3% w stosunku do końca zakresu. Dla napięć zmiennych rezystancja wejściowa ma wartość 1 MΩ; uchyb nie przekracza 5%.

Miernik uniwersalny Nordmende TVM 396 (rys. 7-9) ma oprócz zakresów pomiaru napięć i rezystancji jeszcze zakresy prądowe. Zakresy pomiarowe obejmują:

Prąd stały: 10 μA (R_i = 31,5 kΩ), 100 μA, 1 mA, 10 mA, 100 mA, 1 A (R_i = 315 mΩ) ±2%.

Napięcie stałe: 1 V (75 MΩ), 3, 10, 30, 100, 300, 1000 V (R_i = 50 MΩ) ±1,5%.

Napięcie zmienne: 1, 3, 10, 30, 100, 300, 1000 V ±4%, na dwóch najniższych zakresach ±10%.

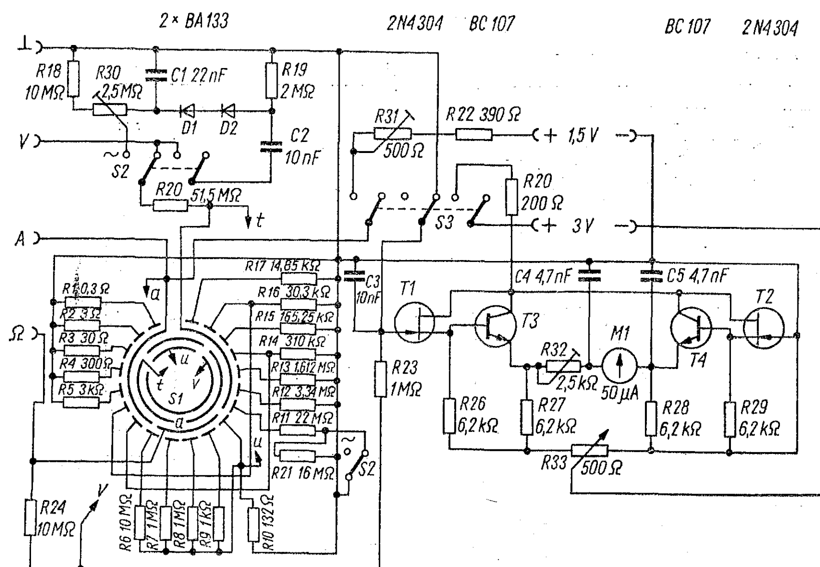
Rezystancja wewnętrzna wynosi 1,5 MΩ, pojemność wejściowa 20 pF, zakres częstotliwości 20 Hz do 5 MHz przy spadku wzmocnienia −3 dB.

Rezystancja: 10, 100, 1000 Ω, 10, 100 kΩ, 10 MΩ w środku skali ±3%. Napięcie pomiaru wynosi 0,3 V dla wszystkich zakresów. Miernik typu K-200 firmy Kyoritsu (rys. 7-10) ma układ różniący się głównie tym, że prostownik dla pomiaru napięć i prądów zmiennych nie jest umieszczony na wejściu, lecz dopiero za dzielnikiem i pierwszym stopniem wzmocnienia. Napięcie zasilania jest stosunkowo wysokie, wynosi 18 V, a jego źródłem są dwie baterie po 9 V. Dzielnik wejściowy skompensowany pojemnościowo umożliwia pomiar napięć zmiennych o częstotliwości do 3 MHz. Miernik ma następujące zakresy pomiarowe:

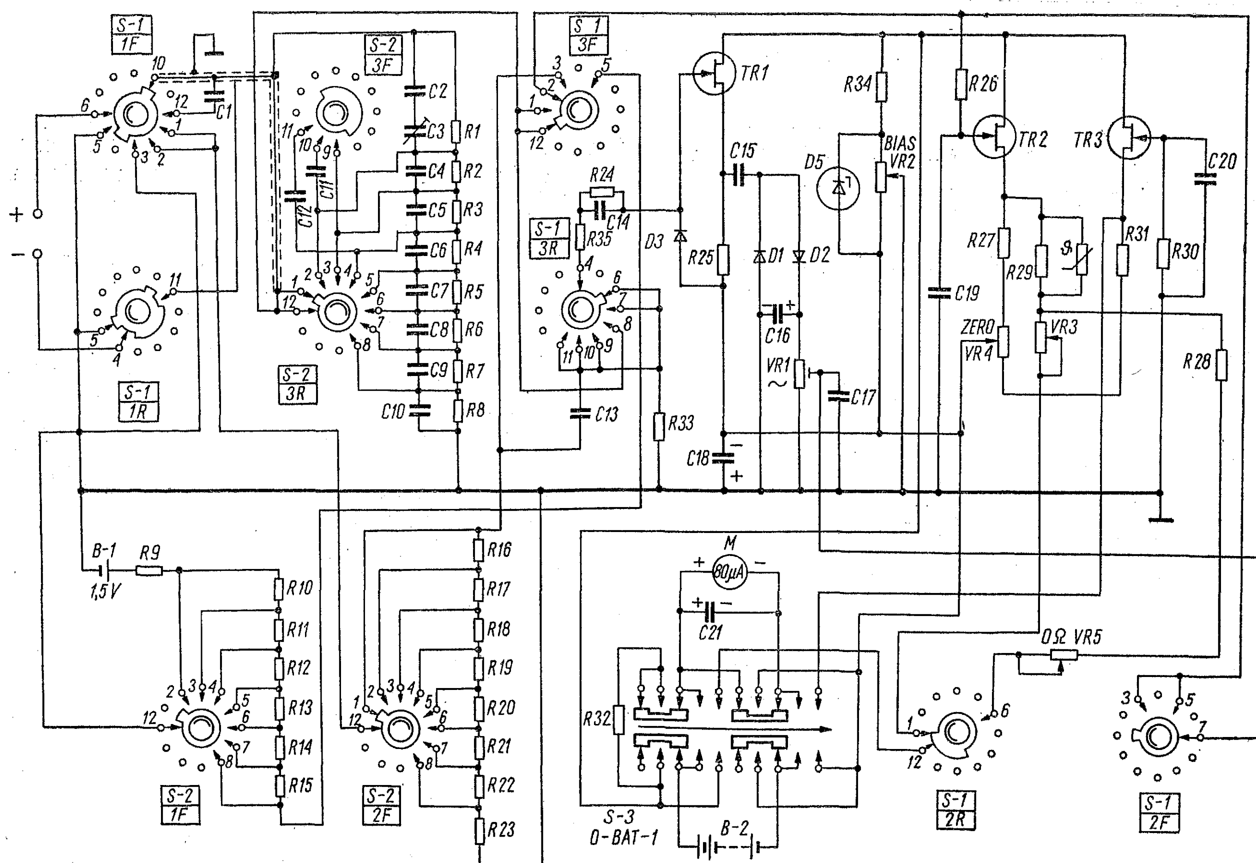
Napięcie stałe: 0,3, 1, 3, 10, 30, 100, 300, 1000 V przy rezystancji wejściowej 10 MΩ i uchybie 3%.

Prąd stały: 30, 300 μA, 1, 3, 10, 30, 100 mA ±3% przy rezystancji wewnętrznej 1 Ω.

Napięcie zmienne w zakresach jak dla napięć stałych, z uchybem podstawowym 4% przy 50 Hz. Rezystancja wejściowa wynosi 10 MΩ przy pojemności równoległej 50 pF na zakresie 0,3 V i 35 pF na pozostałych zakresach.



Rys. 7-9. Miernik uniwersalny Nordmende TVM 396



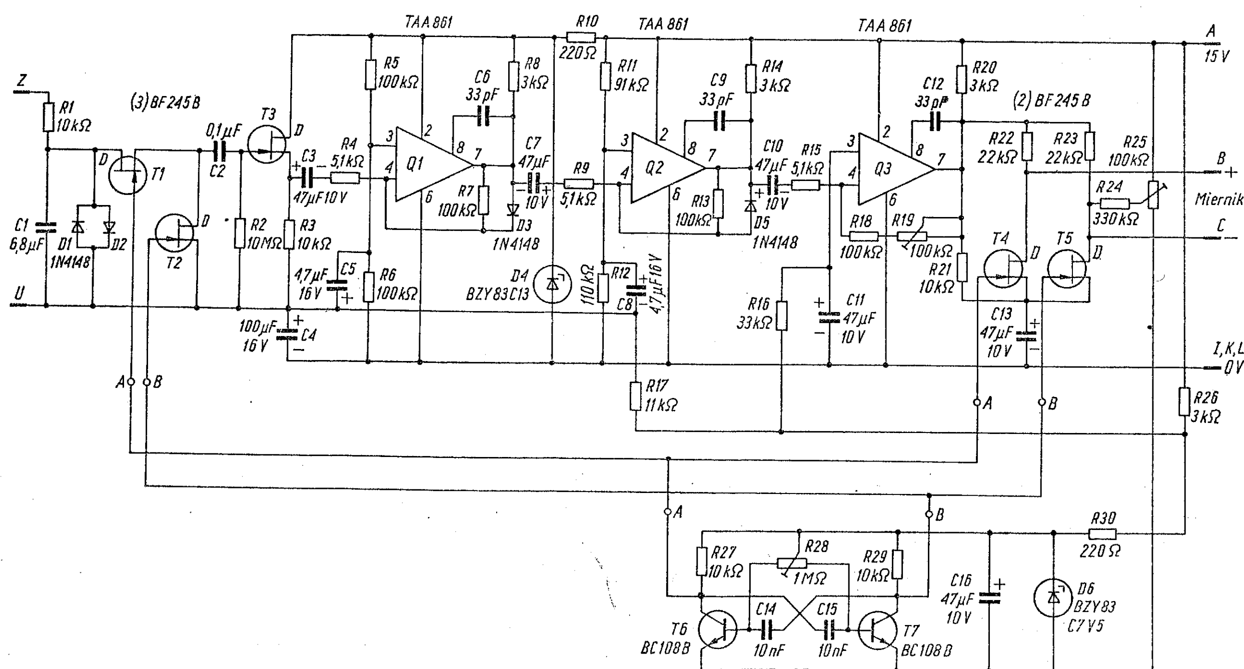
Rys. 7-10. Miernik uniwersalny Kyoritsu K-200

Przełącznik S3: 1 $U_{Bat.}$ 2 Ω 3 V− 4 V+ 5 V~

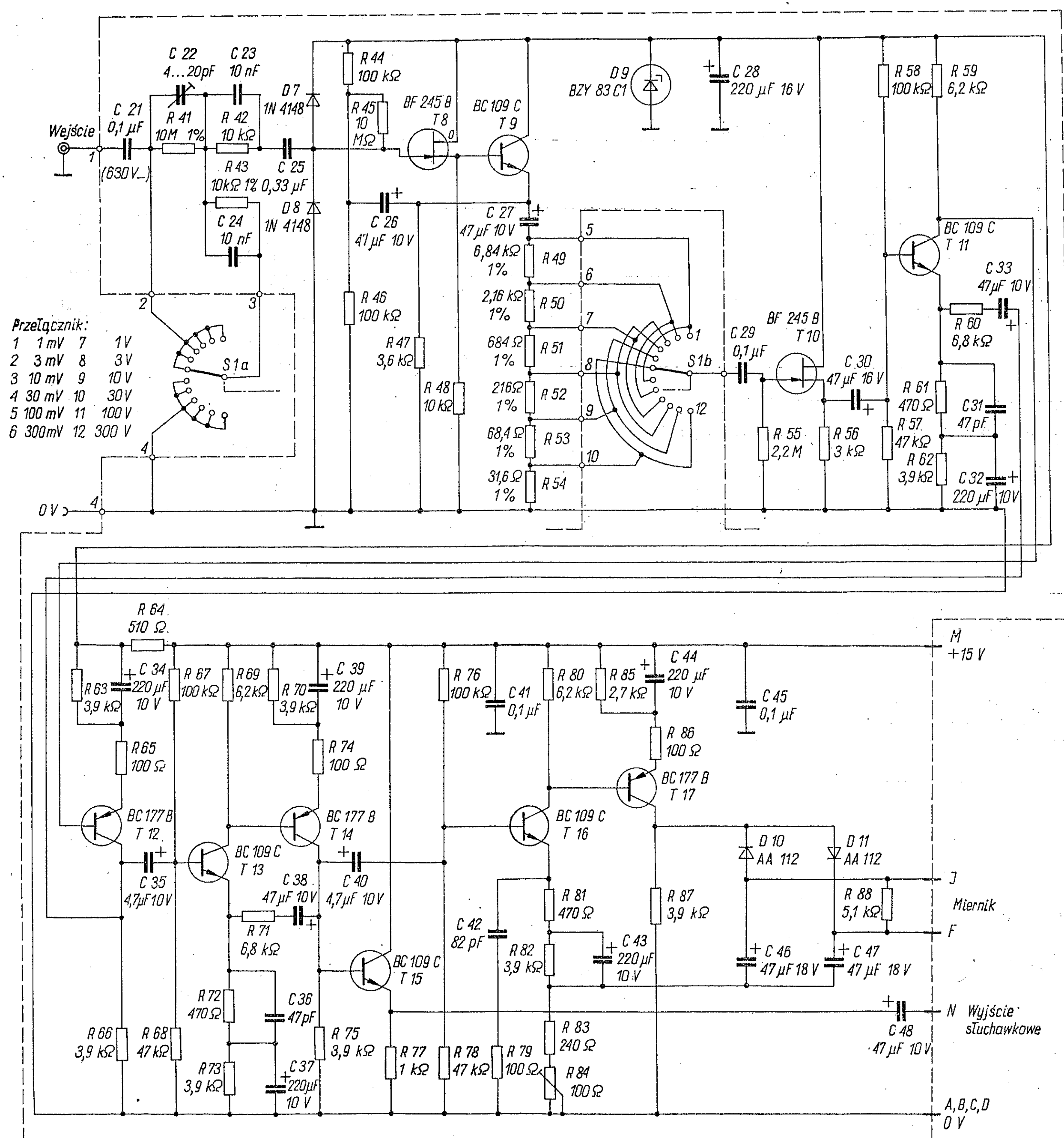
Przełącznik S2:

1	1 mV	0,1 Ω	7	1 V	100 kΩ
2	3 mV	1 Ω	8	3 V	1 MΩ
3	10 mV	10 Ω	9	10 V	10 MΩ
4	30 mV	100 Ω	10	30 V	
5	100 mV	1 kΩ	11	100 V	
6	300 mV	10 kΩ	12	300 V	

Rys. 7-11. Schemat blokowy woltomierza uniwersalnego RMV 3000



Rys. 7-12. Schemat wzmacniacza napięcia stałego i układu przetwarzania



Rys. 7-13. Schemat wzmacniacza napięcia zmiennego

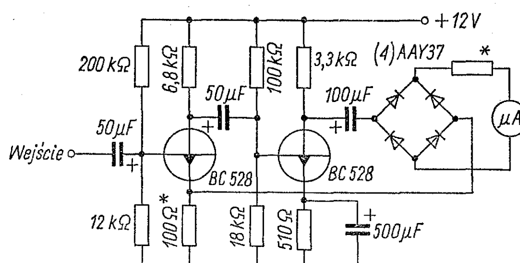
Rezystancja: 10, 100 Ω, 1, 10, 100 kΩ, 1, 10 MΩ w środku skali.
Dodatkowy czujnik termistorowy typu TH-250 umożliwia pomiar temperatury przy wykorzystaniu zakresów rezystancyjnych: na zakresie 1 kΩ od −50 do +50°C, zaś na zakresie 10 Ω od +50 do +250°C.
Przełącznik Ś-1 służy do wybierania funkcji, natomiast przełącznik S-2 jest przeznaczony do wybierania zakresu. Środkowe położenie wyłącznika zasilania jest przeznaczone do kontroli napięcia baterii.
Firma Radio Rim produkuje uniwersalny woltomierz typu RMV 3000, umożliwiający pomiar napięć stałych i zmiennych w zakresach od 1 mV do 300 V przy końcowej wartości skali 1 i 3 i ich wielokrotnościach dziesiętnych, oraz rezystancji w zakresach od 0,1 do 10 MΩ przy

stosunku sąsiednich zakresów 1 : 10. Rysunek 7-11 wyjaśnia działanie poszczególnych bloków przyrządu. Oprócz funkcji pomiarowych, przyrząd jest przystosowany do pracy jako wzmacniacz pomiarowy albo wzmacniacz do śledzenia sygnału przy wykorzystaniu słuchawek. Do pomiaru napięcia stałego i zmiennego służą całkowicie oddzielne zespoły; wykorzystuje się jedynie wspólny zasilacz i wskaźnik. Przełącznik *S3* służy do wyboru funkcji, natomiast przełącznik *S2* wykorzystuje się do przełączania zakresów pomiarowych napięcia stałego i rezystancji. Zespół wzmacniacza napięcia stałego (rys. 7-12) stanowi układ z przetwarzaniem, pracujący przy częstotliwości około 100 Hz. Maksymalne napięcie wejściowe wynosi 1 mV, wzmocnienie wzmacniacza jest równe 5000. Wartość wzmocnienia koryguje się za pomocą nastawnego rezystora *R19* w obwodzie sprzężenia zwrotnego trzeciego wzmacniacza operacyjnego. Układ tego zespołu jest elementarny, jednak jego zadanie jest niezbyt trudne i mogłoby być zrealizowane nawet przez znacznie prostszy układ ze sprzężeniem bezpośrednim, jednak osiągnięcie parównywalnej stabilności wymagałoby zastosowania wzmacniacza operacyjnego wyższej klasy. Schemat zespołu pomiarowego napięcia zmiennego przedstawiono na rys. 7-13. Jak to jest przyjęte w miliwoltomierzach, przełączanie zakresów odbywa się dwustopniowo: przełącznik *S1a* służy do wybierania zakresów miliwoltowych (do 300 mV) lub woltowych (do 300 V), natomiast rezystory dzielnika dla poszczególnych zakresów, są przełączane za pomocą przełącznika *S1b*. Jedynie w przełączniku zgrubnym zastosowano kompensację pojemnościową, konieczną ze względu na duży stopień podziału i dużą wartość rezysytora szeregowego. Po każdym dzielniku napięcia został umieszczony wtórnik źródłowy dla zwiększenia impedancji wejściowej wzmacniacza. Charakterystyka prostownika jest linearyzowana przez sprzężenie zwrotne na emiter tranzystora *T16*. Tranzystor *T15* w układzie wtórnika emiterowego izoluje wyjście słuchawkowe, przeznaczone do śledzenia sygnału, od wzmacniacza pomiarowego.

7.4 Prostowniki pomiarowe

Od prostowników używanych do pomiaru napięcia zmiennego przy użyciu mierników napięcia stałego wymaga się liniowej charakterystyki w możliwie szerokim zakresie. To wymaganie jest trudne do spełnienia, szczególnie w pobliżu początku charakterystyki, ze względu na nieliniowość diod używanych do prostowania. Skuteczne rozwiązanie może stanowić zastąpienie diod prostownikiem synchronicznym np. w postaci tranzystora sterowanego sygnałem odniesienia o częstotliwości i fazie zgodnej z napięciem mierzonym, jednak taki sygnał odniesienia na ogół nie jest dostępny. Stosuje się wprawdzie układy, w których sygnał mający być prostowany zostaje podzielony na dwa kanały i jeden z nich, o większym wzmocnieniu formuje prostokątny sygnał odniesienia, są one jednak dość złożone, a przy tym obarczone tą wadą, że wzmacniają zarówno sygnał, jak i szumy w obu kanałach.

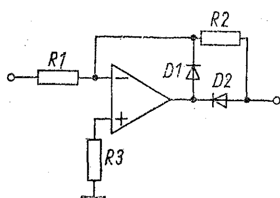
Prostą i często stosowaną metodą linearyzacji charakterystyki prostownika stanowi umieszczenie go w obwodzie sprzężenia zwrotnego, jak to ilustruje elementarny układ z rys. 7-14. Tego



Rys. 7-14. Schemat prostego wzmacniacza z prostownikiem pomiarowym, linearyzowanym przez sprzężenie zwrotne

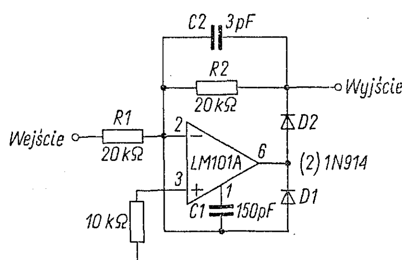
typu układ działa bardzo dobrze z ograniczeniami, wynikającymi ze skończonej wartości wzmocnienia wzmacniacza i zakresu przenoszonych częstotliwości. Znacznie poważniejsze ograniczenie stanowi wymaganie „pływającego” obciążenia, to znaczy takiego jego włączenia, aby nie było ono uziemione i miało małą pojemność względem ziemi. Wymaganie to może być spełnione w przypadku mikroamperomierza wskazówkowego, ale w przypadku większych układów, jak rejestrator lub woltomierz cyfrowy, najprostszy układ nie może być stosowany.

Na rysunku 7-15 przedstawiono najprostszy układ prostownika jednopołówkowego ze wzmacniaczem operacyjnym. Umieszczenie diody prostowniczej w obwodzie sprzężenia zwrotnego zmniejsza wpływ spadku napięcia na diodzie, dzieląc go przez wzmocnienie wzmacniacza. Do prostowania napięcia jest używana tylko jedna dioda, druga służy do zapewnienia drogi sprzężenia zwrotnego także w pozostałej połowie okresu. Przy napięciu wejściowym dodatnim przewodzi dioda *D2* i układ stanowi wzmacniacz ze sprzężeniem zwrotnym ujemnym, określonym przez rezystancje *R1* i *R2*. Przy ujemnym napięciu wejściowm, napięcie wyjściowe



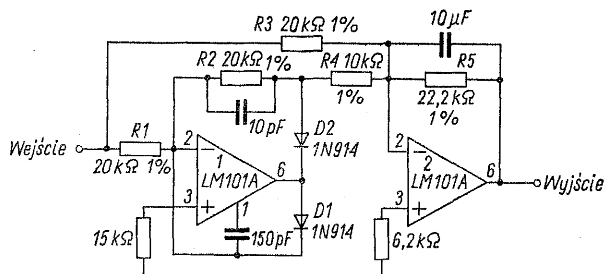
Rys. 7-15. Prosty układ prostownika jednopołówkowego ze wzmacniaczem operacyjnym

jest ograniczone do napięcia +0,7 V przez diodę *D1*, zaś rezystancja wyjściowa jest równa *R2*. Zastosowanie prostownika pomiarowego ze wzmacniaczem operacyjnym przy dużych częstotliwościach ogranicza prędkość narastania napięcia wyjściowego wzmacniacza. Jej skończona wartość sprawia to, że przebieg wyjściowy przy dużych częstotliwościach jest odkształcony, co objawia się nieliniowością charakterystyki i to zarówno w funkcji częstotliwości, jak i napięcia wejściowego. Po to by ominąć te ograniczenia stosuje się wzmacniacze o dużej prędkości narastania napięcia i kompensację w postaci kondensatora tzw. przyspieszającego *C1* na rys. 7-16; *C2* zapewnia stabilność.



Rys. 7-16. Prostownik jednopołówkowy w układzie zmniejszającym szkodliwy wpływ ograniczonej prędkości narastania napięcia wzmacniacza operacyjnego

Wartości napięć zmiennych najczęściej podaje się w wartościach skutecznych, jednak ze względu na łatwość pomiaru mierzy się wartość średnią napięcia. Tak właśnie pracuje układ pokazany na — 7-17, zawierający szybki prostownik jednopołówkowy połączony z prostym filtrem dolnoprzepustowym, uśredniającym napięcie wyprostowane. Przy ujemnym napięciu wyjściowym pierwszy wzmacniacz jest oddzielony od węzła sumującego napięcie przez diodę *D2*. Drugi wzmacniacz działa jako inwerter o wzmocnieniu określonym przez wartość rezystorów *R5* i *R3*. To wzmocnienie jest dla podanych wartości równe jedności. Wartość *R5* jest nieco większa od *R3* dla skompensowania wpływu pozostałych elementów układu. Gdy napięcie wejściowe jest dodatnie, pierwszy wzmacniacz działa jako inwerter o wzmocnieniu równym jedności, a we wzmacniaczu drugim następuje sumowanie dodatniego napięcia wejściowego przez *R3* i ujemnego napięcia o tej samej



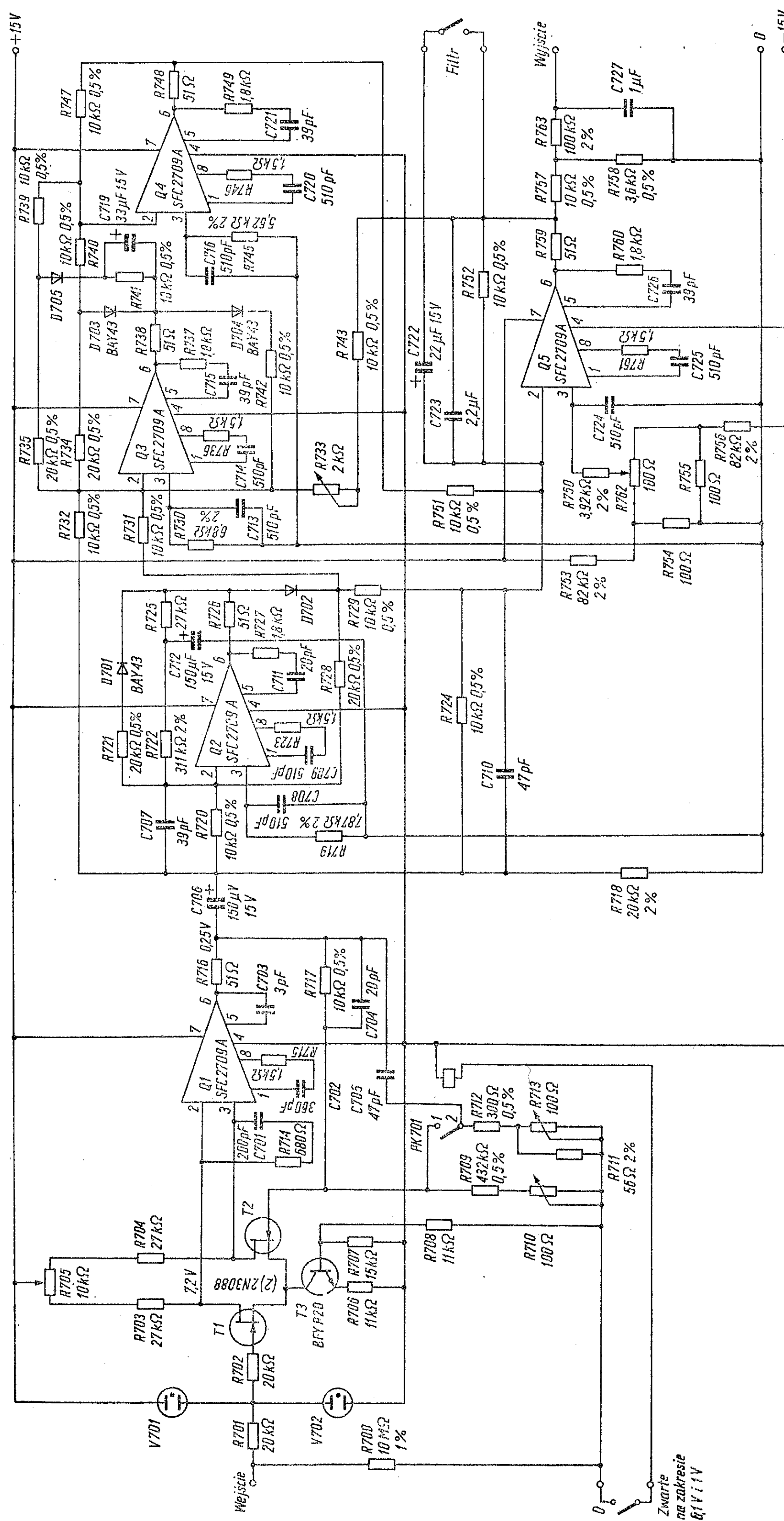
Rys. 7-17. Układ przetwornika pomiarowego napięcia zmiennego na stałe, zawierający prostownik jednopołówkowy i filtr dolnoprzepustowy

wartości przez rezystor *R4*. Dzięki doborowi wartości tych rezystorów i *R5*, na wyjściu drugiego wzmacniacza znowu występuje napięcie dodatnie, równe napięciu wejściowemu. Stała czasowa w obwodzie sprzężenia zwrotnego drugiego wzmacniacza jest znacznie większa od maksymalnej długości okresu prostowanego napięcia.

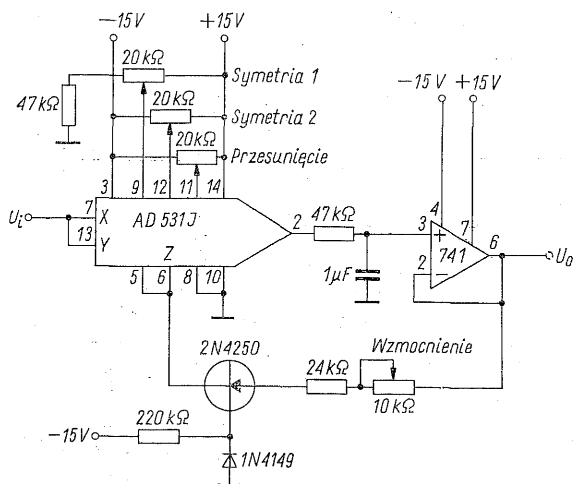
Przykład praktycznej realizacji układu przetwornika pomiarowego przedstawiono na rys. 7-18. Zastosowano w nim dwa oddzielne prostowniki dla zwiększenia symetrii prostowania napięcia dodatniego i ujemnego. Wzmacniacz wejściowy stanowi stopień różnicowy z tranzystorami polowymi i wzmacniacz operacyjny o przełączanym wzmocnieniu, zwiększanym dla dwóch najniższych zakresów przy użyciu rezystorów włączanych przekaźnikiem językowym. Przełączanie wzmocnienia zmniejsza zakres dynamiczny przetwornika, ułatwiając zapewnienie dużej liniowości. Filtr uśredniający ze wzmacniaczem operacyjnym *Q5* ma przełączaną stałą czasową, aby umożliwić pomiar napięć małych częstotliwości bez konieczności długiego oczekiwania na ustalenie się wskazań przy pomiarze napięcia o większej częstotliwości.

Dotychczas opisane układy zapewniają poprawne wskazania napięcia skutecznego jedynie przy pomiarze napięcia o kształcie sinusoidalnym. Poprawny pomiar wartości skutecznej napięcia o dowolnym kształcie wymaga zastosowania innej zasady przetwarzania napięcia zmiennego na stałe.

Układ przedstawiony na rys. 7-19 dokonuje konwersji przy zastosowaniu układu mnożąco-dzielącego AD531J firmy Analog Devices. Zasada konwersji wartości skutecznej napięcia zmiennego na napięcie stałe polega na podniesieniu wartości napięcia do kwadratu, przepuszczeniu sygnału przez filtr dolnoprzepustowy dla otrzymania wartości średniej i wyciągnięciu pierwiastka kwadratowego z uśrednionego napięcia. Układ AD531J daje napięcie wyjściowe proporcjonalne do wyrażenia XY/Z, w którym X i Y stanowią napięcia doprowadzone do dwóch



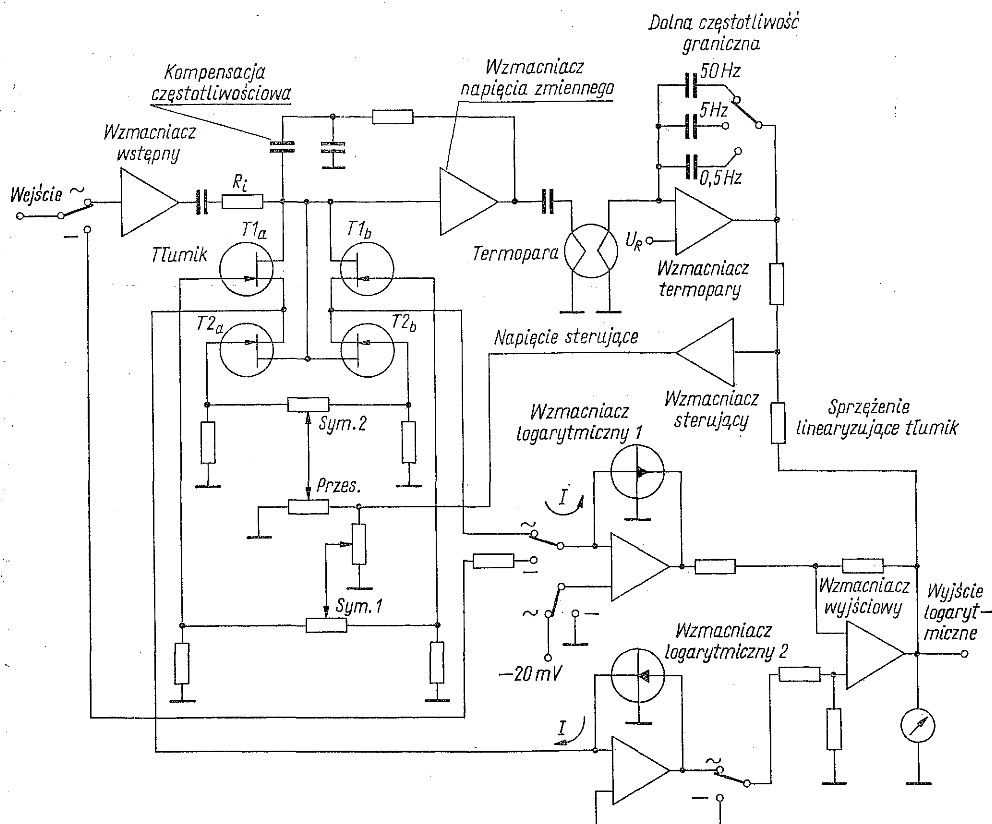
Rys. 7-18. Schemat przetwornika pomiarowego napięcia zmiennego na stałe z woltomierza cyfrowego Elpo V 531



Rys. 7-19. Pomiarowy konwerter przetwarzający napięcie zmienne na stałe o charakterystyce kwadratowej, wykorzystujący układ mnożąco-dzielący [3]

wejść, zaś Z — prąd doprowadzony do trzeciego wejścia. Przetworzenie napięcia wyjściowego przetwornika na prąd doprowadzony do wejścia Z umożliwia wykorzystanie układu mnożąco-dzielącego do podnoszenia sygnału do kwadratu i do pierwiastkowania. Zakres napięcia wejściowego wynosi od 0,2 do 5 V. Przy starannej regulacji układu błąd nie przekracza 1%. Szerokość pasma, określona spadkiem napięcia wyjściowego o 3 dB, wynosi 750 kHz. Dolną częstotliwość graniczną wyznacza prosty filtr dolnoprzepustowy umieszczony między układem mnożąco-dzielącym i wtórnikiem napięciowym. Zestrajanie polega na doprowadzeniu do jednakowych wartości napięcia wyjściowego przy napięciu wejściowym +10 i −10 V za pomocą potencjometru „symetria 1", następnie analogicznej regulacji potencjometrem „symetria 2" przy npaięciu wejściowym +1 V i − 1 V. Potencjometrem „przesunięcie" doprowadza się napięcie wyjściowe do wartości 1 V przy napięciu +1 V na wejściu. Dioda w obwodzie bazy tranzystora wprowadza wstępną polaryzację dla skompensowania strefy nieczułości powodowanej napięciem baza-emiter.

Konwerter logarytmiczny typu 7562A firmy Hewlett-Packard (rys. 7-20) reaguje na wartość skuteczną napięcia i ma charakterystykę logarytmiczną dla umożliwienia rejestracji napięcia w szerokim zakresie dynamicznym bez potrzeby przełączania zakresów. Jego typowe zastosowanie stanowi współpraca z rejestratorem napięcia stałego. Konwerter może być używany przy napięciu zmiennym z możliwością wyboru trzech wartości dolnej częstotliwości granicznej,



Rys. 7-20. Schemat blokowy logarytmicznego konwertera pomiarowego typu 7562A firmy Hewlett-Packard

lub przy napięciu stałym. Rozpatrzymy pracę konwertera przy zmiennym napięciu wejściowym. Układ zawiera parę wzmacniaczy logarytmicznych, połączonych z różnicowym wzmacniaczem wyjściowym, oraz konwerter napięcia zmiennego na stałe z tłumikiem elektronicznym i termoparą w układzie sprzężenia zwrotnego. Prąd stały, wytwarzany przez układ, jest proporcjonalny do wartości skutecznej napięcia wejściowego. Po przetworzeniu tego prądu przez wzmacniacze logarytmiczne uzyskuje się logarytmiczną charakterystykę wyjściową. Napięcie wyjściowe termopary jest proporcjonalne do wartości skutecznej napięcia na jej wejściu. Układ sprzężenia zwrotnego steruje tłumik elektroniczny z czterema tranzystorami polowymi w taki sposób, aby napięcie zmienne na wejściu termopary miało stałą wartość. Oznacza to, że wartość tłumienia wprowadzanego przez tłumik jest odwrotnie proporcjonalna do wartości skutecznej napięcia wejściowego. W ten sposób pomiar wartości skutecznej napięcia można sprowadzić do pomiaru tłumienia. Pomiar tłumienia odbywa się za pośrednictwem prądu stałego, płynącego przez tłumik elektroniczny i oba wzmacniacze logarytmiczne. Wartość tego prądu jest również proporcjonalna do współczynnika tłumienia. Napięcie wyjściowe każdego ze wzmacniaczy logarytmicznych ma składową stałą, proporcjonalną do logarytmu wejściowego prądu stałego, oraz składową zmienną, równą tłumionemu napięciu zmiennemu, wzmocnionemu przez wzmacniacz logarytmiczny. Składowe zmienne znoszą się we wzmacniaczu różnicowym, natomiast składowe stałe dodają się w tym wzmacniaczu, wskutek czego napięcie wyjściowe ma wartość proporcjonalną do logarytmu wartości skutecznej zmiennego napięcia na wejściu przyrządu. Ze względu na to, że termopara jest używana jedynie jako detektor równowagi, układ może pracować w bardzo szerokim zakresie, wynoszącym 80 dB, nieliniowość termopary nie wpływa na dokładność pomiaru, a jej stała czasowa ulega znacznemu zmniejszeniu.

Schemat zastępczy tłumika elektronicznego przedstawiono na rys. 7-21. Dokładność pomiaru tłumienia za pomocą prądu I zależy od symetrii rezystancji obu gałęzi tłumika, zmieniających się z granicach od 30 Ω do 1 MΩ. Dla tak szerokiego zakresu zmienności trudno zapewnić współbieżność rezystancji pary tranzystorów polowych, dlatego też w przyrządzie zastosowano dwie pary. Przebieg rezystancji r_a w funkcji napięcia sterującego odbiega od zależności logarytmicznej, jaka jest pożądana dla zapewnienia stabilności i niezmiennej wartości stałej czasowej. Dla linearyzacji tej charakterystyki zostało wprowadzone dodatkowe sprzężenie zwrotne przez doprowadzenie sygnału wyjściowego do wejścia wzmacniacza sterującego. Obszerniejszą analizę pracy tłumika z tranzystorami polowymi znajdzie Czytelnik w orygianalnej pracy [4].

W konwerterze wartości skutecznej napięcia na napięcie stałe, stosowanym w woltomierzu cyfrowym typu 3403A Hewlett-Packard (rys. 7-22) występuje podwójny termostos z grzejnikami rezystorowymi, zrealizowany techniką cienkowarstwową. Napięcie wyjściowe wzmacniacza o maksymalnej wartości skutecznej 0,5 V zasila rezystor podgrzewający termostos 1, Stałe napięcie z termostosu 1 jest doprowadzo-

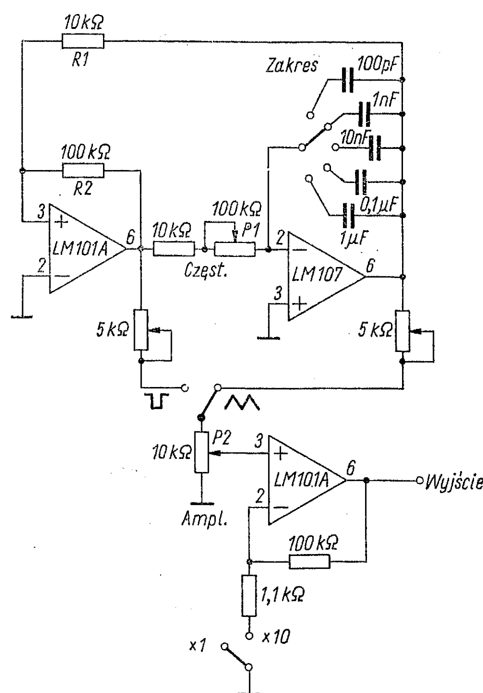
Rys. 7-22. Zasada przetwornika pomiarowego, zastosowanego w woltomierzu wartości skutecznej typu 3403A firmy Hewlett-Packard

Rys. 7-21. Schemat zastępczy tłumika elektronicznego: a) pary tranzystorów polowych zostały przedstawione jako rezystory r_a, o wartości sterowanej napięciem U_c, b) schemat zastępczy dla napięcia zmiennego, c) schemat zastępczy dla prądu stałego. A oznacza współczynnik tłumienia, I — prąd stały, płynący przez tłumik pod wpływem napięcia U_P

ne do jednego wejścia wzmacniacza różnicowego 1, którego drugie wejście jest połączone z termostosem 2. Wzmocniony sygnał różnicowy powoduje podgrzewanie termostosu 2 i doprowadza do równości mocy na obu grzejnikach, a zatem równości napięć skutecznych. Wartość napięcia stałego jest mierzona woltomierzem cyfrowym. Dzięki stosunkowo dużej wartości napięcia wytwarzanego przez termostos, wzmacniacz 1 może być zbudowany bez stosowania przetwarzania sygnału na napięcie zmienne. Wzmacniacz 2 i kondensator sprzężenia zwrotnego zapewniają filtrowanie sygnału przy małych częstotliwościach, kiedy stała czasowa termostosu jest zbyt mała w stosunku do okresu mierzonego napięcia. Dodatkową funkcją wzmacniacza 2 jest zabezpieczanie układu przed zbyt dużym napięciem wejściowym, które mogłoby spowodować spalenie grzejnika termostosu. Przy zbyt dużym napięciu wejściowym następuje wyłączenie zasilania jednego ze stopni wzmacniacza wejściowego. Z uwagi na to, że charakterystyka układu z termostosem jest kwadratowa, również wzmacniacz 2 musi mieć charakterystykę kwadratową, aby zapewnić niezależność efektywnej stałej czasowej układu od poziomu sygnału. Termostos o charakterystyce kwadratowej jest umieszczony w obwodzie sprzężenia zwrotnego wzmacniacza 1, wobec czego układ zamknięty ma charakterystykę pierwiastkową. Gdyby charakterystyka wzmacniacza 2 była liniowa, sygnał sprzężenia zwrotnego byłby związany z napięciem zależnością pierwiastkową, a stała czasowa byłaby odwrotnie proporcjonalna do napięcia wejściowego.

7.5 Generatory funkcji

Tradycyjny generator sygnałowy dostarczał najpierw tylko napięcia sinusoidalnego, używanego jako sygnał do badania charakterystyk urządzeń w funkcji częstotliwości i amplitudy. Później zaczęto wyposażać generatory akustyczne również w wyjście dostarczające sygnału o kształcie prostokątnym dla badania stanów nieustalonych. Obecnie coraz częściej uważa się za pożądane, aby generator dostarczał oprócz napięcia sinusoidalnego i prostokątnego jeszcze napięcia o kształcie trójkątnym, piłokształtnym, impulsów o nastawialnym współczynniku wypełnienia, sygnałów o określonym czasie trwania, albo liczbie okresów. Wszystkie te sygnały powinny umożliwiać modulację amplitudy i częstotliwości przebiegami o dowolnym kształcie. Zakres częstotliwości współczesnych generatorów funkcji został rozszerzony, szczególnie w stronę małych częstotliwości i obejmuje przebiegi o okresie setek, a nawet tysięcy sekund. Wprawdzie spełnienie wysokich wymagań jest możliwe tylko drogą znacznej komplikacji konstrukcji, jednak wszystkie generatory funkcji mają pewne cechy wspólne, którymi są zwłaszcza: napięcia wyjściowe o kształcie sinusoidalnym, trójkątnym i prostokątnym, oraz wytwarzanie wszystkich przebiegów z napięcia rosnącego liniowo. Najczęściej stosowany układ do wytwarzania napięcia o kształcie trójkątnym i prostokątnym objaśnia rys. 7-23. Zastosowane w nim wzmacniacze operacyjne spełniają funk-



Rys. 7-23. Schemat prostego generatora funkcji, dostarczającego napięcia o kształcie trójkątnym i prostokątnym

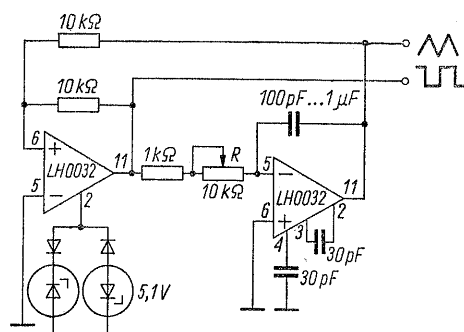
cję układu progowego z histerezą, integratora wytwarzającego napięcie liniowo rosnące lub malejące, oraz wzmacniacza wyjściowego z przełączanym wzmocnieniem. Układ progowy może znajdować się w jednym z dwóch stanów nasycenia, przy napięciu wyjściowym dodatnim lub ujemnym. Napięcie na wejściu układu progowego stanowi sumę napięcia nasycenia i napięcia z wyjścia integratora, przy uwzględnieniu współczynników, wynikających z wartości rezystorów *R1* i *R2*. Gdy to napięcie zmieni znak w stosunku do napięcia wyjściowego układu progowego, następuje zmiana stanu i wzmacniacz przechodzi w stan nasycenia ze znakiem napięcia wyjściowego przeciwnym do poprzed-

niego. Zachowanie poprawnego kształtu przebiegów wymaga przy częstotliwościach większych odpowiednio dużej prędkości narastania napięcia, dlatego został tutaj zastosowany wzmacniacz typu LM101. Rezystancje *R1* i *R2*, oraz napięcie nasycenia pierwszego wzmacniacza określają amplitudę przebiegu prostokątnego. Układ może być udoskonalony przez wprowadzenie innego układu ograniczającego poziom napięcia wyjściowego, np. za pomocą diod Zenera, aby zapewnić symetrię napięć nasycenia w obu kierunkach, a w ten sposób symetrię zboczy napięcia trójkątnego. Wzmacniacz pracujący jako integrator powinien mieć możliwie mały prąd wejściowy dla umożliwienia liniowej zmiany częstotliwości w funkcji rezystancji i dla zapewnienia symetrii przebiegu. Trzeci wzmacniacz operacyjny wzmacnia wybrany przebieg. Rezystory nastawne umożliwiają wycechowanie potencjometru *P2* dla obu przebiegów. Przełączany obwód sprzężenia zwrotnego umożliwia wybranie dwóch wartości wzmocnienia.

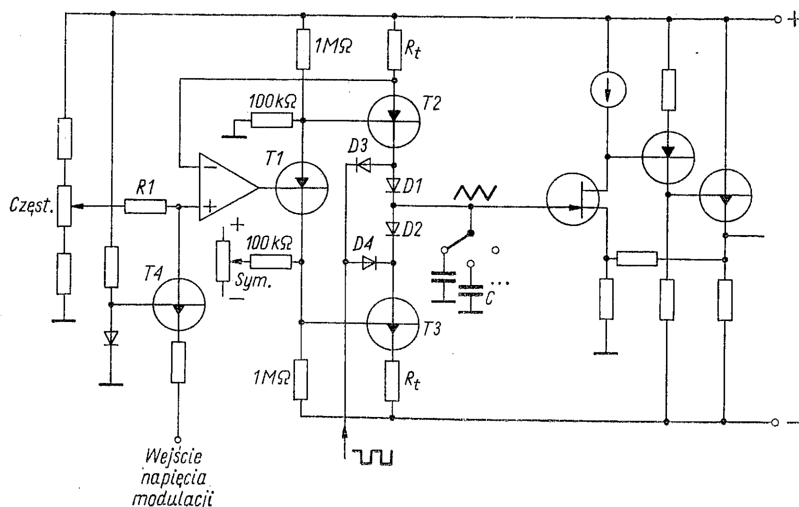
W najprostszym rozwiązaniu stosunkowo łatwo można uzyskać zakres częstotliwości od 0,1 Hz do 100 kHz. Rozszerzenie tego zakresu w dół bez konieczności stosowania niepraktycznie dużych kondensatorów wymaga użycia wzmacniacza o bardzo małym prądzie wejściowym, natomiast dla wytwarzania większych częstotliwości jest konieczny wzmacniacz o dużej prędkości narastania napięcia. Obie te zalety jednoczy szybki wzmacniacz operacyjny z tranzystorami polowymi np. LH0032. Przykład jego zastosowania w generatorze funkcji o częstotliwości do 1 MHz przedstawiono na rys. 7-24.

Przez zwiększenie rezystancji w obwodzie integratora można osiągnąć bardzo małą wartość częstotliwości przy małej pojemności kondensatora całkującego. Napięcie wyjściowe pierwszego wzmacniacza określają diody Zenera włączone między bazę jednego z tranzystorów wyjściowych i ziemię. Diody włączone w szereg z diodami stabilizacyjnymi nie dopuszczają do ograniczania napięcia przez napięcie przewodzenia. Stosuje się w tym celu również szeregowo połączone diody Zenera, albo jedną diodę, umieszczoną w przekątnej mostka prostowniczego, a przy dużych częstotliwościach ograniczanie poziomu za pomocą diod połączonych ze źródłem napięcia polaryzującego.

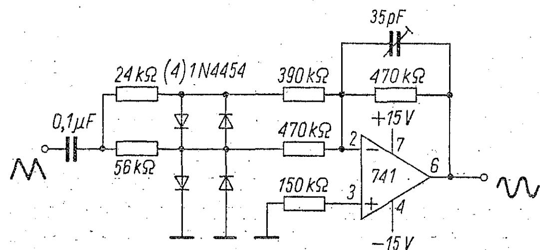
Innym sposobem otrzymywania napięcia liniowo rosnącego i malejącego jest połączenie kondensatora ze źródłem stałego prądu, jak na rys. 7-25. Kondensator określający zakres częstotliwości jest ładowany stałym prądem, określonym przez położenie potencjometru „częstotliwość”, na przemian przez diody *D1* i *D2*. Sprzężenie zwrotne z emitera tranzystora *T2* na wejście odwracające wzmacniacza operacyjnego sprawia, że napięcie na rezystorze R_t jest równe napięciu na potencjometrze. Rezystory w obwo-



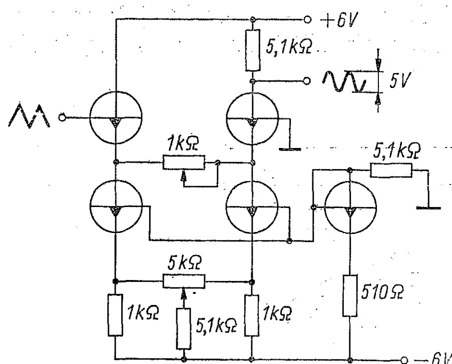
Rys. 7-24. Układ generatora funkcji o częstotliwości do 1 MHz



Rys. 7-25. Zasada wytwarzania napięcia trójkątnego w generatorze funkcji Hewlett--Packard Model 3311A

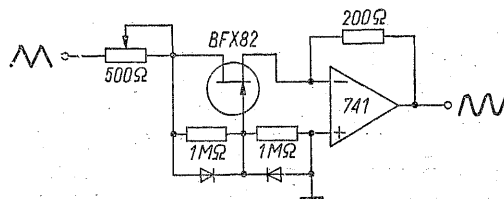


Rys. 7-26. Układ do formowania przebiegu sinusoidalnego z przebiegu o kształcie trójkątnym, wykorzystujący dwustopniowe ograniczenie diodowe



Rys. 7-27. Układ do kształtowania sinusoidy wykorzystujący nieliniowość wzmacniacza tranzystorowego wysterowanego dużym sygnałem

dzie emiterów tranzystorów *T2* i *T3* są dobrane z odchyłką nie przekraczającą 0,1%, zaś różnice napięć baza-emiter wyrównuje się potencjometrem „symetria". Napięcie o przebiegu prostokątnym, pochodzące z komparatora, steruje przełącznik diodowy, który zmienia kieru-

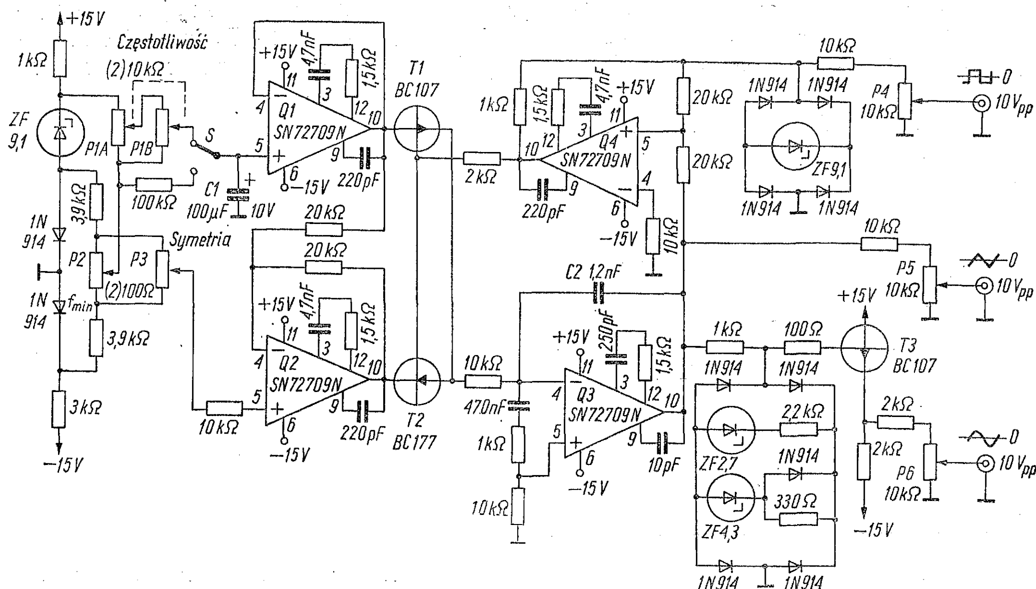


Rys. 7-28. Układ kształtujący, w którym wykorzystano kształt charakterystyki tranzystora polowego. Tranzystor pracuje niezależnie od zamiany roli źródła i drenu

nek prądu płynącego do kondensatora. Z kondensatorem jest połączone wejście wzmacniacza buforowego. Dla zapewnienia liniowości przebiegu napięcia na kondensatorze, wzmacniacz powinien mieć mały prąd wejściowy, a jego szerokość pasma powinna być duża, aby poprawnie przenosił napięcie o kształcie trójkątnym.

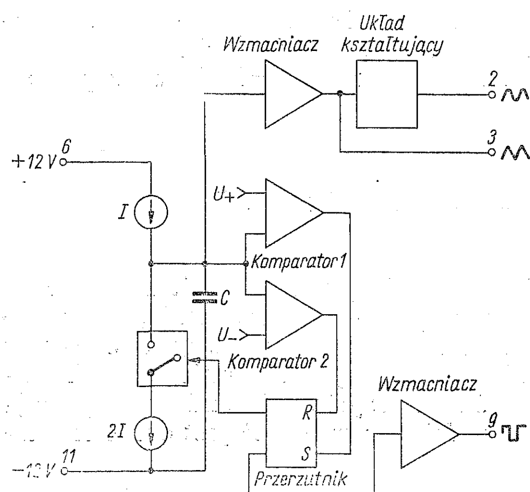
Większość generatorów funkcji umożliwia korzystanie z sygnału o kształcie sinusoidalnym, formowanego z przebiegu trójkątnego za pomocą odpowiedniego układu kształtującego. Przykłady prostych rozwiązań takich układów przedstawiają rys. 7-26 do 7-28. Inne układy do formowania sinusoidy z przebiegu trójkątnego są omówione w rozdz. 9.

Na rysunku 7-29 przedstawiono schemat generatora przebiegu prostokątnego, trójkątnego i sinusoidalnego o częstotliwościach akustycznych i subakustycznych. Zakres 2 Hz do 20 kHz jest przestrajany w sposób ciągły za pomocą kaskadowo połączonego podwójnego potencjometru o rezystancji 10 kΩ i charakterystyce logarytmicznej. Przełącznik *S* umożliwia sterowanie częstotliwości napięciem na kondensatorze *C1*,



Rys. 7-29. Schemat generatora funkcji o częstotliwości 2 Hz do 20 kHz, zmienianej bez przełączania zakresów [5]

rosnącym wykładniczo. Częstotliwość wyjściowa przy tym rodzaju pracy zmienia się samoczynnie w sposób ciągły z prędkością 1 oktawy na 7 s, co odpowiada dekadzie na 23 s. Wzmacniacz *Q1* pracuje jako wtórnik napięciowy, wzmacniacz *Q2* odwraca znak napięcia sterującego. Napięcie wyjściowe z jednego z tych wzmacniaczy jest kierowane do integratora ze wzmacniaczem *Q3* przez tranzystor *T1*, względnie *T2*, tworzące przełącznik tranzystorowy, sterowany z komparatora ze wzmacniaczem *Q4*. Przebieg trójkątny z integratora został wyprowadzony przez rezystor 10 kΩ i potencjometr *P5* do wyjścia. Taki sam układ wyjściowy zastosowano dla przebiegu prostokątnego, jednak przebieg z komparatora zostaje jeszcze poddany formowaniu w ograniczniku z diodą Zenera, włączoną w przekątną mostka prostowniczego. Napięcie sinusoidalne formuje się z przebiegu trójkątnego w prostym układzie diodowym, zawierającym dwie diody Zenera i jedną diodę krzemową; pozostałe cztery diody służą do zapewnienia jednokierunkowego napięcia na układzie kształtującym przy zmieniającym się znaku napięcia trójkątnego. Wtórnik emiterowy z tranzystorem *T3* oddziela układ kształtujący od wyjścia. Prostota układów wyjściowych została okupiona stosunkowo dużą impedancją wyjściową. Najłatwniejszym sposobem zmniejszenia impedancji jest wprowadzenie dodatkowych wzmacniaczy scalonych w układzie wtórników napięciowych. Kilka firm produkuje układy scalone, przeznaczone specjalnie do pracy w charakterze generatorów funkcji. Przykładem takiego układu jest typ ICL 8038 firmy Intersil, którego schemat blokowy przedstawiono na rys. 7-30. Układ zawiera dwa źródła prądowe. Jedno z nich jest połączone z ładowanym

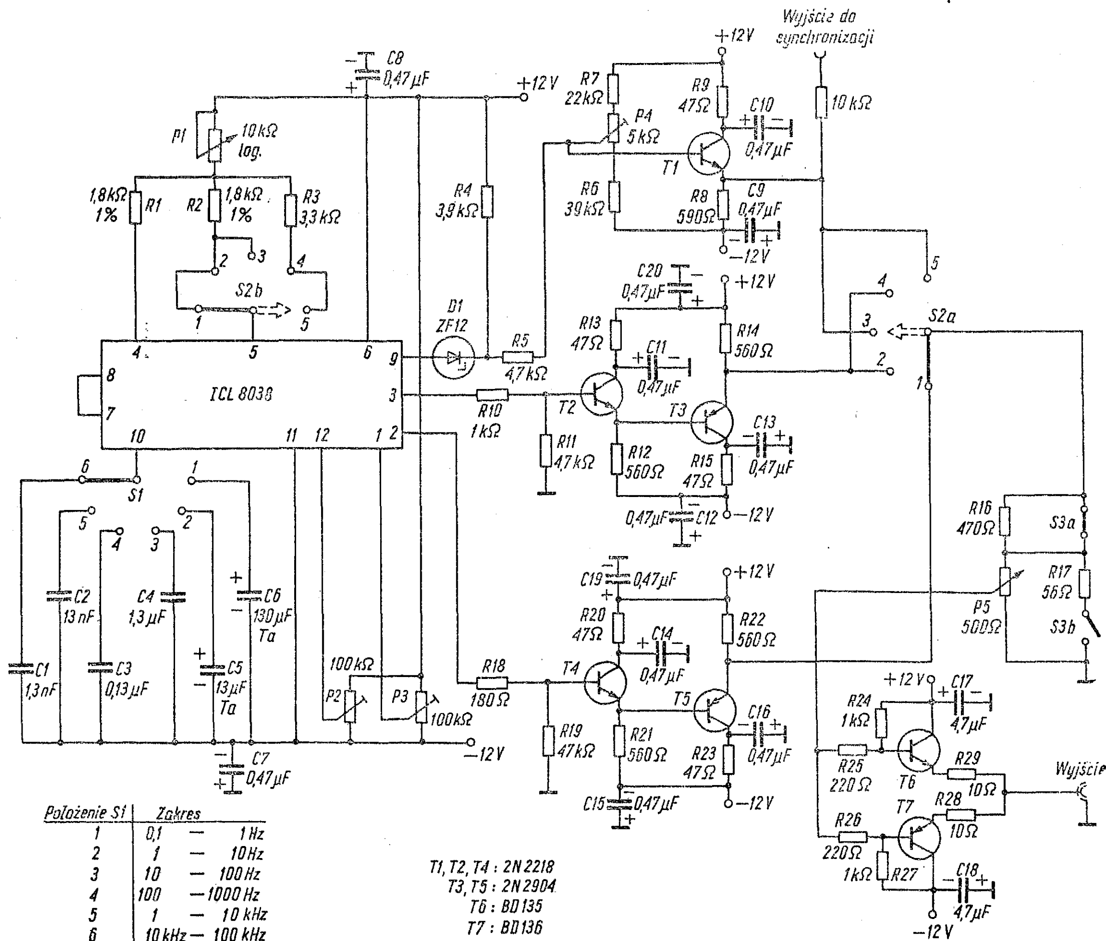


Rys. 7-30. Schemat blokowy scalonego generatora funkcji typu ICL 8038 firmy Intersil

kondensatorem stale, natomiast drugie, o dwukrotnie większym prądzie, jest włączane za pomocą przełącznika elektronicznego, sterowanego przerzutnikiem. Zmiana stanu przerzutnika następuje pod wpływem komparatorów, które wykrywają osiągnięcie granicznych poziomów napięcia na kondensatorze. Oba źródła prądowe mogą być sterowane napięciem, co umożliwia modulację częstotliwości generatora.

Przykład praktycznej realizacji generatora z układem scalonym stanowi rozwiązanie z rys. 7-31. Wprawdzie tego typu układy scalone nie stanowią konkurencji dla profesjonalnych generatorów pod względem wielostronności i osiąganych parametrów, umożliwiają jednak bardzo znaczne obniżenie ceny, a przez to wprowadzenie generatorów funkcji do dziedzin, w których z nich dotychczas nie korzystano, jak np. do laboratorium amatorskiego. Zakres częstotliwości generatora obejmuje częstotliwość od 0,1 Hz do 100 kHz. Częstotliwość wynosi $f = 0{,}15/RC$. Kondensator jest wybierany przełącznikiem dla uzyskania sześciu podzakresów. Przełącznikiem *S2* wybiera się funkcję; położenia od *1* do *5* odpowiadają kolejno przebiegowi sinusoidalnemu, trójkątnemu, prostokątnemu, piłokształtnemu i impulsowemu. Wykorzystanie rezystorów *R2* i *R3* dla dwóch typów napięć wyjściowych pociąga za sobą odchyłki od krzywej skalowania częstotliwości; po to by ich uniknąć należy zastosować oddzielne rezystory dla każdego przebiegu. Ich wartość nie może być mniejsza od 500 Ω, natomiast suma rezystancji równocześnie włączonych, np. *R1* i *R2* powinna wynosić 3,6 kΩ. Zewnętrzne wzmacniacze, połączone z wyjściami układu scalonego, zabezpieczają go w przypadku zwarcia wyjścia, zmniejszają impedancję wyjściową oraz umożliwiają dobranie poziomu napięcia i wprowadzenie napięcia przesunięcia za pomocą potencjometru *P4*. Przełącznik *S3* służy do wybierania zakresu napięcia wyjściowego, którego wartość międzyszczytowa może wynosić 5 V, względnie 0,5 V. Potencjometr *P5* umożliwia zmniejszenie napięcia do zera od maksymalnej wartości wybranego zakresu. Potencjometry *P2* i *P3* są przeznaczone do dobierania punktu pracy układu formującego sinusoidę dla uzyskania minimalnych zniekształceń nieliniowych. Osiągnięty współczynnik zniekształceń wynosi 1,1% przy 1 kHz i 5% przy 100 kHz. Do zasilania generatora jest potrzebne źródło dwóch symetrycznych napięć po 12 V o obciążalności 250 mA.

W generatorze funkcji przedstawionym na rys. 7-32 został wykorzystany układ scalony typu XR 205 firmy Exar Integrated Systems, Inc. Pozostałe zespoły generatora tworzą wzmacniacze operacyjne, pełniące funkcję wzmacniaczy



Położenie S1	Zakres
1	0,1 — 1 Hz
2	1 — 10 Hz
3	10 — 100 Hz
4	100 — 1000 Hz
5	1 — 10 kHz
6	10 kHz — 100 kHz

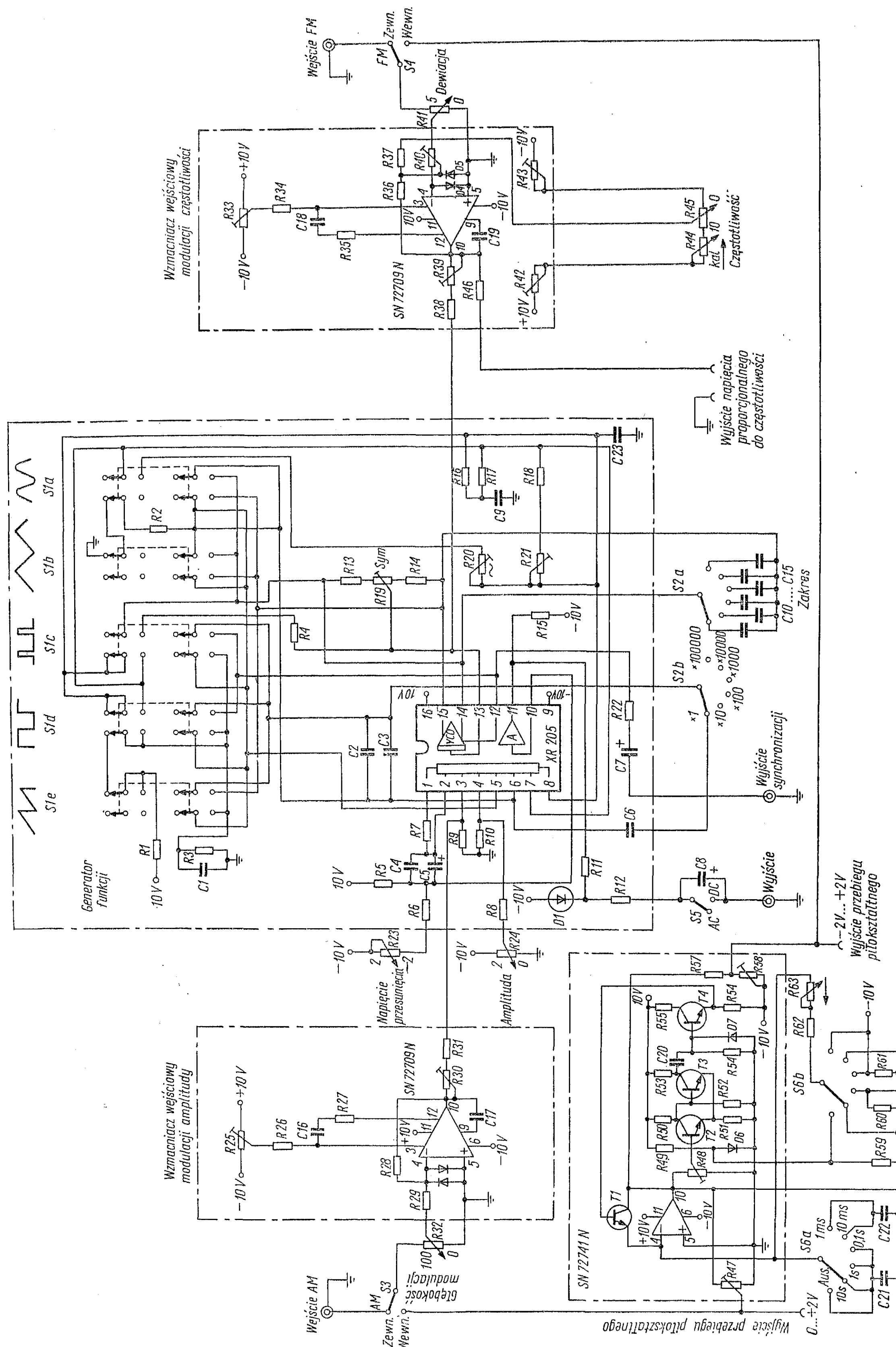
Rys. 7-31. Schemat generatora funkcji z układem scalonym ICL 8038 [6]

napięcia wejściowego do modulacji amplitudy i częstotliwości oraz oddzielny układ tranzystorowy, połączony z integratorem operacyjnym, wytwarzający napięcie piłokształtne. Częstotliwość jest zmieniana płynnie w sześciu podzakresach, obejmujących od 1 Hz do 800 kHz. Ostatni zakres nie obejmuje pełnej dekady i wymaga oddzielnej skali. Wartość napięcia międzyszczytowego dla wszystkich typów przebiegu wyjściowego wynosi 2 V, przy impedancji wyjściowej mniejszej od 75 Ω. Wyjście układu scalonego jest zabezpieczone przed zwarciem. Dzięki dobrym parametrom wyjściowym można zrezygnować z dodatkowego wzmacniacza wyjściowego, jeżeli nie jest wymagane większe napięcie. Zniekształcenia sinusoidy nie przekraczają 3%, nieliniowość przebiegu trójkątnego i piłokształtnego jest mniejsza od 1%. Zastosowanie osobnego generatora napięcia piłokształtnego umożliwia automatyczną liniową zmianę napięcia lub częstotliwości przebiegów wytwarzanych przez generator funkcji. Generator napięcia piłokształtnego dostarcza przebiegu o napięciu zmieniającym się od 0 do +2 V i napięcia zmieniającego się symetrycznie względem zera od −2 V do +2 V. Pierwszy przebieg jest wykorzystywany do modulacji amplitudy, a drugi — do modulacji częstotliwości. Do zasilania stosuje się dwa symetryczne źródła: +10 V przy prądzie obciążenia 80 mA i −10 V przy prądzie 70 mA.

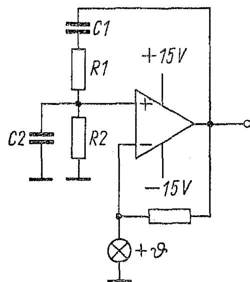
7.6 Generatory sinusoidalne RC

W wielu układach generacyjnych z elementami *RC* wykorzystuje się właściwości selektywne mostka Wiena, umieszczając go w obwodzie sprzężenia zwrotnego dodatniego, jak na rys. 7-33. Jeżeli rezystory i kondensatory mają równe wartości, częstotliwość jest określona zależnością

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$



Rys. 7-32. Schemat generatora funkcji z układem scalonym typu XR 205 [7]

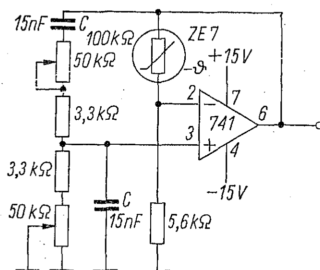


Rys. 7-33. Podstawowy układ generatora sinusoidalnego z mostkiem Wiena i stabilizacją amplitudy za pomocą sprzężenia zwrotnego z elementem nieliniowym, np. żarówką

a tłumienie układu *RC* wynosi 1/3, zatem dla uzyskania stabilnych drgań i niezniekształconego przebiegu wyjściowego, wzmocnienie wzmacniacza powinno być równe 3.

W układach praktycznych stałą amplitudę napięcia wyjściowego i małe zniekształcenia uzyskuje się za pomocą układu automatycznej regulacji zawierającego w najprostszym przypadku element nieliniowy, zmieniający rezystancję pod wpływem doprowadzonego napięcia. Na rysunku 7-33 rolę takiego elementu spełnia żarówka mająca właściwości termistora z dodatnim współczynnikiem temperaturowym. Oprócz zależności rezystancji włókna od napięcia, żarówka ma jeszcze inne, pożądane w tym zastosowaniu właściwości mianowicie bezwładność, konieczną dla zapewnienia małych zniekształceń, wysoką temperaturę włókna i próżniową izolację, korzystne dla uniezależnienia działania regulacji od temperatury otoczenia. Do tego zastosowania są produkowane specjalne żarówki, równie przydatne są jednak żarówki telefoniczne, a w przypadku szczególnie małych mocy i napięć — włókno żarzenia małych lamp bateryjnych.

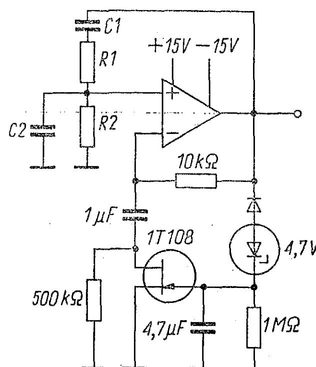
Na tej samej zasadzie pracuje układ przedstawiony na rys. 7-34, jednak zamiast żarówki z do-



Rys. 7-34. Schemat generatora z regulacją amplitudy za pośrednictwem próżniowego termistora o ujemnym współczynniku temperaturowym. Przestrajanie częstotliwości odbywa się za pomocą podwójnego potencjometru 50 kΩ

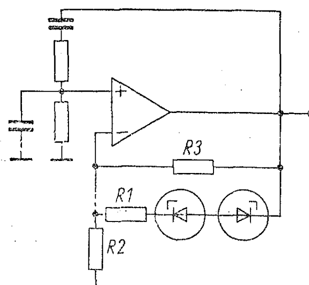
datnim współczynnikiem temperaturowym, zastosowano w nim termistor próżniowy z ujemną wartością współczynnika. Przewaga tego układu nad poprzednim polega na małych wymiarach i małej mocy termistora w porównaniu z żarówką jednak ze względu na niższą temperaturę termistora jego czułość na temperaturę i promieniowanie otoczenia jest nieco większa.

Trzeci sposób regulacji amplitudy generatora przedstawiono na rys. 7-35. W tym układzie znalazł zastosowanie tranzystor polowy, dla którego rezystancja między drenem i źródłem jest sterowana napięciem stałym, pochodzącym z wyprostowania napięcia wyjściowego. W celu lepszego zdefiniowania progowej wartości napięcia sterującego, w szereg z diodą prostowniczą została włączona dioda Zenera. W tym celu by re-



Rys. 7-35. Schemat generatora z regulacją amplitudy za pomocą tranzystora polowego sterowanego wyprostowanym napięciem wyjściowym

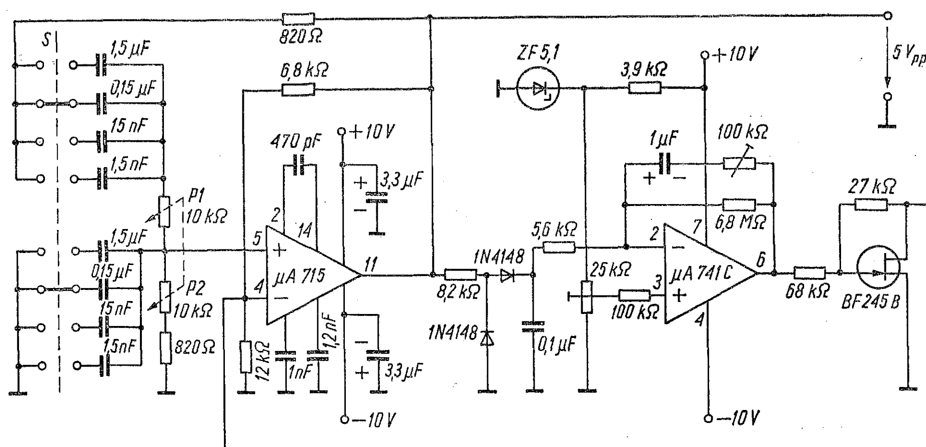
gulacja nie odbywała się zbyt szybko, co powodowałoby zniekształcenia sinusoidy, napięcie sterujące musi być filtrowane. Przy wytwarzaniu bardzo małych częstotliwości trudno zapewnić wystarczająco dużą wartość stałej czasowej układu regulacji. W takiej sytuacji może być przydatny układ przedstawiony na rys. 7-36.



Rys. 7-36. Schemat generatora z nieliniowym układem regulacji w dodatkowym obwodzie sprzężenia zwrotnego, pracującego przy bardzo małych częstotliwościach

Zastosowano w nim dwa obwody sprzężenia zwrotnego ujemnego: jeden liniowy, złożony z rezystorów *R2* i *R3*, i drugi, działający nieliniowo dopiero od poziomu napięcia określonego przez diody Zenera. Jeżeli wartość rezystora *R1* jest większa od *R3*, zniekształcenia przebiegu wyjściowego mogą być utrzymane na dopuszczalnym poziomie, mimo iż w układzie nie występują elementy zwłoczne. Ich brak sprawia, że działanie regulacji nie zależy od częstotliwości.

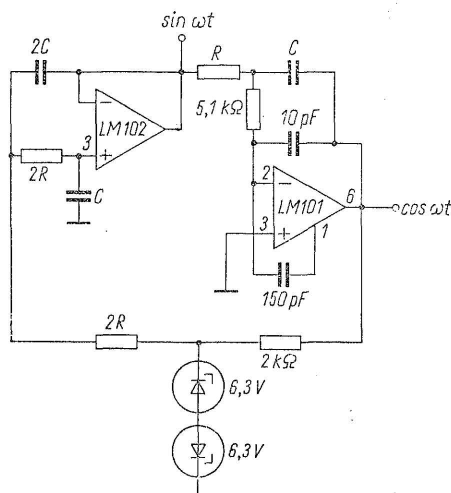
Filtrowanie napięcia regulacji można uprościć przez zastosowanie do tego celu oddzielnego wzmacniacza w układzie całkującym, jak na rys. 7-37. Prostowanie odbywa się w układzie



Rys. 7-37. Schemat generatora z oddzielnym wzmacniaczem filtrującym i wzmacniającym napięcie regulacji

z podwajaniem napięcia, wstępną filtrację zapewnia rezystor 8,2 kΩ i kondensator 0,1 μF. Drugi wzmacniacz operacyjny spełnia rolę regulatora PI. Napięcie zadane pochodzi z potencjometru zasilanego z diody Zenera, która dodatkowo stabilizuje napięcie dodatnie. Elementem wykonawczym jest tranzystor polowy, pracujący w zakresie rezystancyjnym charakterystyki, przy małym napięciu dren-źródło.

Na rysunku 7-38 przedstawiono układ generatora, dostarczającego dwóch przebiegów, przesu-

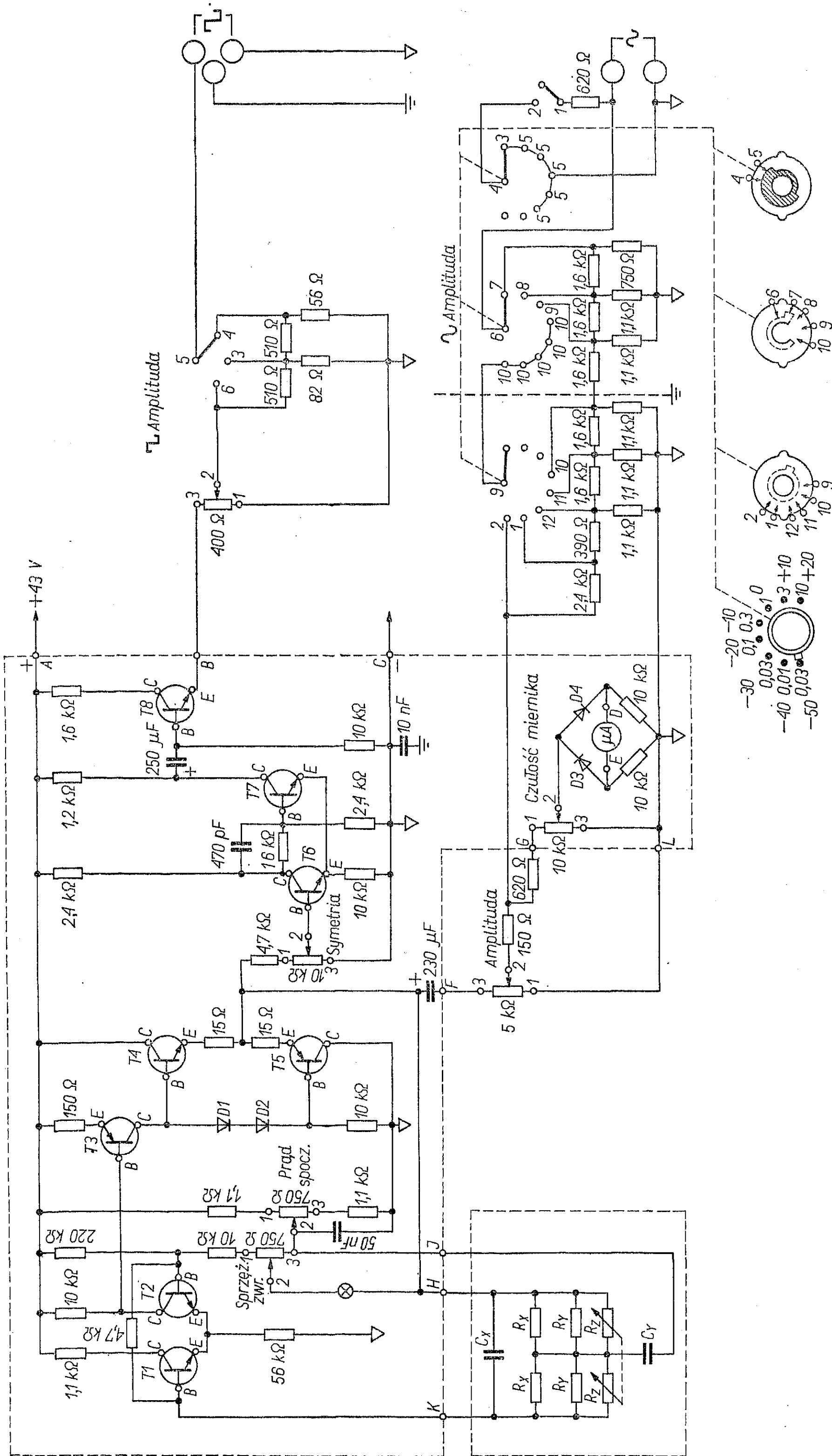


Rys. 7-38. Układ generatora przebiegu sinusoidalnego i kosinusoidalnego

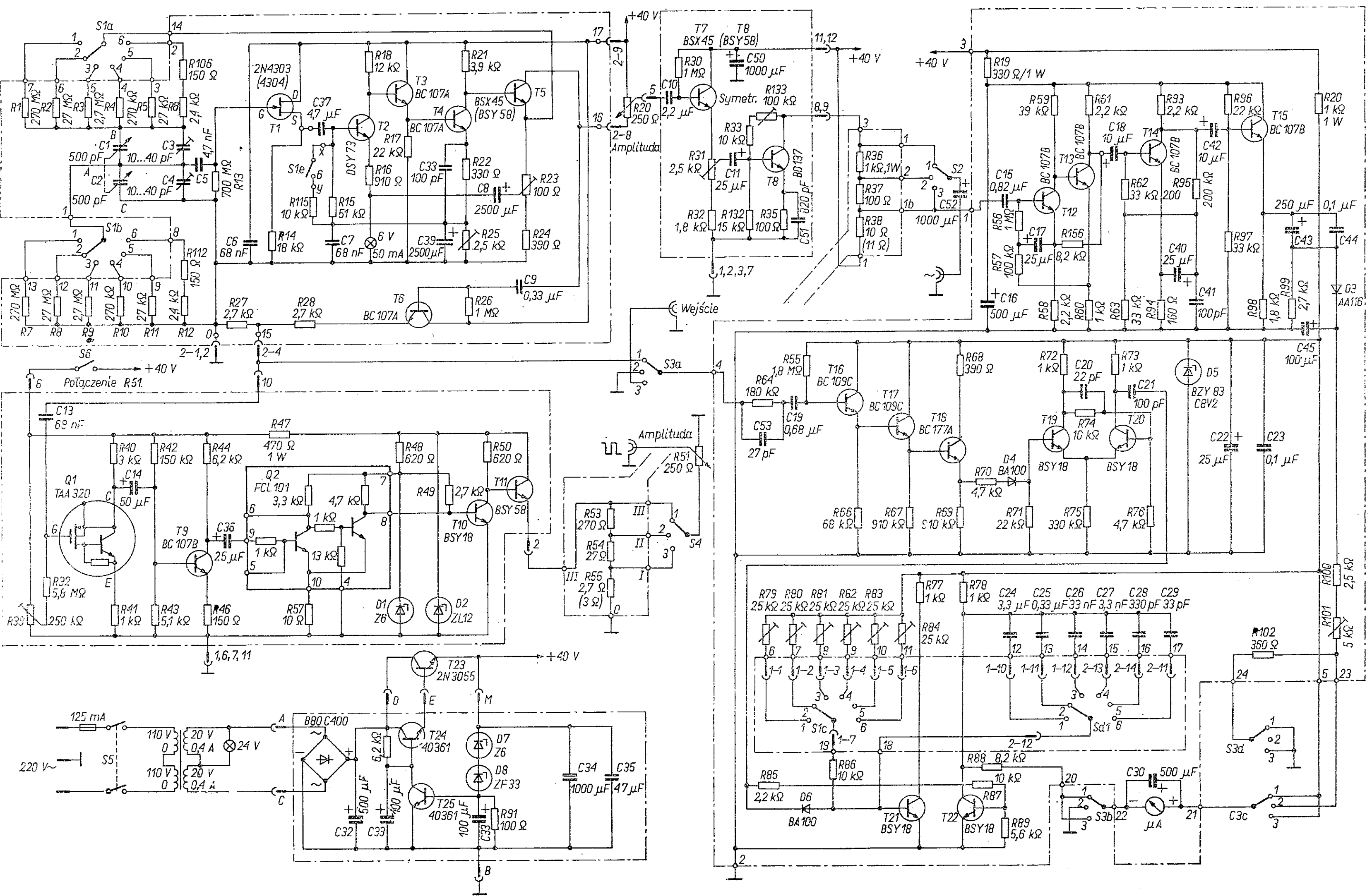
niętych o 1/4 okresu. Częstotliwość drgań określają elementy *RC*, tworzące filtr górnoprzepustowy i dolnoprzepustowy. Pierwszy wzmacniacz jest wtórnikiem napięciowym. Do stabilizacji amplitudy wykorzystano prosty układ sprzężenia zwrotnego, zawierający jednakowe diody Zenera połączone szeregowo w przeciwnych kierunkach.

Przykład prostego generatora *RC* do celów laboratoryjnych, dostarczającego napięcia o kształcie sinusoidalnym i prostokątnym, stanowi generator typu IG-18 firmy Heathkit (rys. 7-39). Zakres częstotliwości wynosi 5 Hz do 100 kHz, nastawianie zakresu i dwóch pierwszych cyfr odbywa się za pomocą przełączników; potencjometr umożliwia interpolację nastawienia częstotliwości w granicach sąsiednich położeń przełącznika. Napięcie wyjściowe ustawia się w ośmiu zakresach, od 3 mV do 10 V, z płynną zmianą w ramach każdego zakresu, w granicach od −12 do +2 dB. Wbudowany woltomierz ma dwie skale w woltach i jedną w decybelach. Zniekształcenia nieliniowe sygnału sinusoidalnego nie przekraczają 0,1% w granicach częstotliwości od 10 Hz do 20 kHz. Impedancja wyjściowa dla zakresu 10 V zmienia się w granicach od 0 do 1000, dla zakresu 3 V — od 800 do 1000 Ω, natomiast dla zakresu 1 V i niższych impedancja jest stała i wynosi 600 Ω. Napięcie prostokątne ma trzy zakresy przełączane: 100 mV, 1 V i 10 V, określające wartość międzyszczytową. Dla dwóch pierwszych zakresów impedancja wyjściowa wynosi 52 Ω, dla trzeciego — 220 Ω. Czas narastania zbocza impulsów nie przekracza 50 ns. Czwórnik, określający częstotliwość, został na rysunku przedstawiony w uproszczeniu. Kondensatory są przełączane przełącznikiem zakresów o czterech położeniach, rezystory R_x i R_y są przełączane przełącznikami obrotowymi o 11 położeniach każdy, natomiast rezystory R_z stanowią podwójny potencjometr.

Przyrząd typu RTG 7 firmy Radio Rim (rys. 7-40) stanowi połączenie generatora przebiegu sinusoidalnego o częstotliwości zmienianej w zakresie od 1 Hz do 1 MHz, układu formującego przebieg prostokątny, oraz wskazówkowego miernika częstotliwości o tym samym zakresie. Zespół generacyjny ma przełącznik zakresów częstotliwości, obejmujący 6 dekad, na-

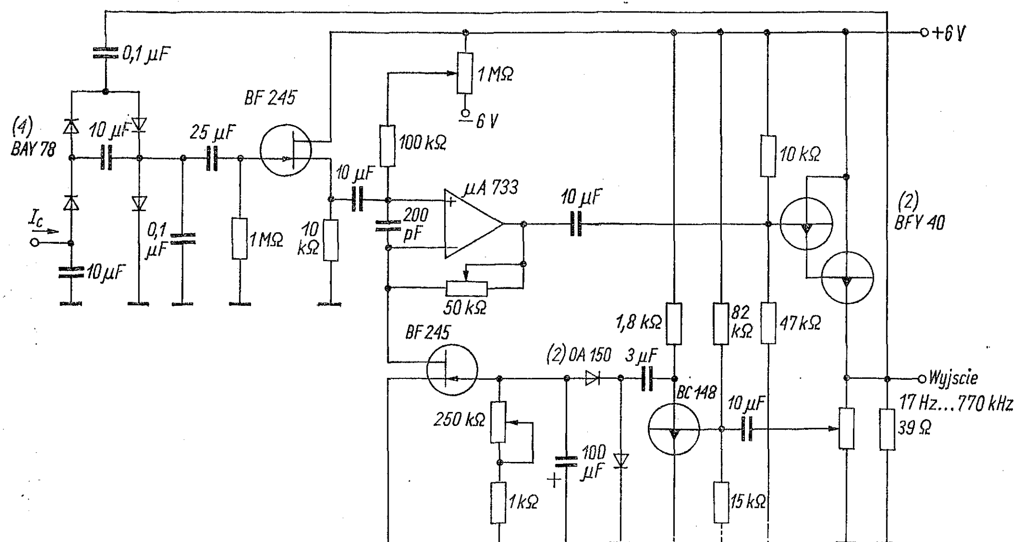


Rys. 7-39. Schemat generatora napięcia sinusoidalnego i prostokątnego typu IG-18 firmy Heathkit



Rys. 7-40. Schemat generatora napięcia sinusoidalnego i prostokątnego, połączonego z częstościomierzem wskazówkowym, typu RTG 7 firmy Radio Rim

tomiast gałka płynnego ustawiania częstotliwości nie ma skali, zamiast której używa się wskazań miernika częstotliwości. Dodatkową funkcją wbudowanego mikroamperomierza jest wskazywanie napięcia wyjściowego sygnału sinusoidalnego. Generator z tranzystorami *T1* do *T5* ma układ konwencjonalny. Częstotliwość wyznacza czwórnik Wiena; amplituda jest stabilizowana przez obwód sprzężenia zwrotnego z żarówką. Tranzystor polowy w układzie wtórnika źródłowego zwiększa impedancję wejściową wzmacniacza dla umożliwienia zastosowania rezystancji po 270 MΩ na najniższym zakresie. Kondensator *C38* w obwodzie emitera tranzystora *T4* i rezystor *R115*, włączany na najwyższym zakresie w obwód bazy tranzystora *T2*, służą do kompensacji przesunięcia fazowego, koniecznej ze względu na szeroki zakres wzmacnianych częstotliwości. Napięcie wyjściowe z generatora zostaje rozdzielone za tranzystorem *T5* na dwa kanały: przez potencjometr *R29* jest doprowadzone do wzmacniacza wyjściowego z tranzystorami *T7* i *T8*, a za pośrednictwem wtórnika emiterowego *T6* — do układu formującego przebieg prostokątny, utworzonego z tranzystorów *T9* do *T11*, oraz układów scalonych *Q1* i *Q2*. Duża impedancja wejściowa układu *Q1* chroni część wytwarzającą napięcie sinusoidalne przed oddziaływaniem zwrotnym w postaci impulsów towarzyszących zboczom przebiegu prostokątnego, wytwarzanego przez przerzutnik Schmitta, zbudowany z tranzystorów zawartych w układzie *Q2*. Również z tego względu, napięcie zasilające generator fali prostokątnej jest dodatkowo stabilizowane w dwóch stopniach z diodami Zenera. Tranzystory *T12* do *T15* tworzą wzmacniacz miliwoltomierza. Napięcie doprowadzone do jego wejścia pochodzi z rezystora najniższego zakresu dzielnika wyjściowego. Funkcje miernika są wybierane za pomocą przełącznika *S3*; w położeniu *1* mierzy się częstotliwość generatora, położenie *2* służy do pomiaru napięcia wyjściowego przebiegu sinusoidalnego, a w położeniu *3* można mierzyć częstotliwość przebiegu doprowadzonego z zewnątrz. W zespole częstościomierza pracują tranzystory *T16* do *T22*. Zakres miernika częstotliwości jest przełączany łącznie z zakresem generatora. Tranzystory *T16* do *T18* tworzą wtórnik emiterowy o dużej impendancji wejściowej, sterujący przerzutnik z tranzystorami *T19*, *T20*. Impulsy z kolektora tranzystora *T20* sterują uniwibrator *T21*, *T22*. Wartość średnia napięcia na rezystorze *R78* w obwodzie kolektora tranzystora *T22* jest proporcjonalna do częstotliwości sygnału. Współczynnik zniekształceń nieliniowych w zakresie akustycznym wynosi 0,4%, dokładność pomiaru częstotliwości określa uchyb 3%. Zastąpienie rezystorów w mostku Wiena diodami krzemowymi, jak na rys. 7-41, umożliwia wykorzystanie zależności rezystancji dynamicznej diod od przepływającego przez nie prądu stałego i sterowanie częstotliwości generatora sygnałem prądowym. W celu zmniejszenia nieliniowości charakterystyki diod dla małego sygnału i powodowanych tym zniekształceń, w każdej gałęzi rezystorowej zostały umieszczone dwie diody, połączone szeregowo dla stałego prądu sterującego, a przeciwnie równolegle dla prądu zmiennego, za pośrednictwem kondensatorów blokujących o pojemności 10 μF. Prąd sterujący jest zmieniany w granicach od 0,1 μA, do



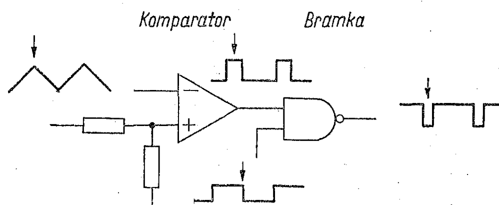
Rys. 7-41. Układ generatora przestrajanego elektronicznie sygnałem prądowym, o zakresie częstotliwości wyjściowej od 17 Hz do 770 kHz [9]

120 mA. Górną granicę częstotliwości wyznacza dopuszczalny prąd diod. Przy najmniejszej częstotliwości zniekształcenia nieliniowe nie przekraczają 6%, przy częstotliwościach większych od 100 Hz współczynnik zniekształceń nieliniowych jest mniejszy od 2%.

7.7 Generatory impulsów

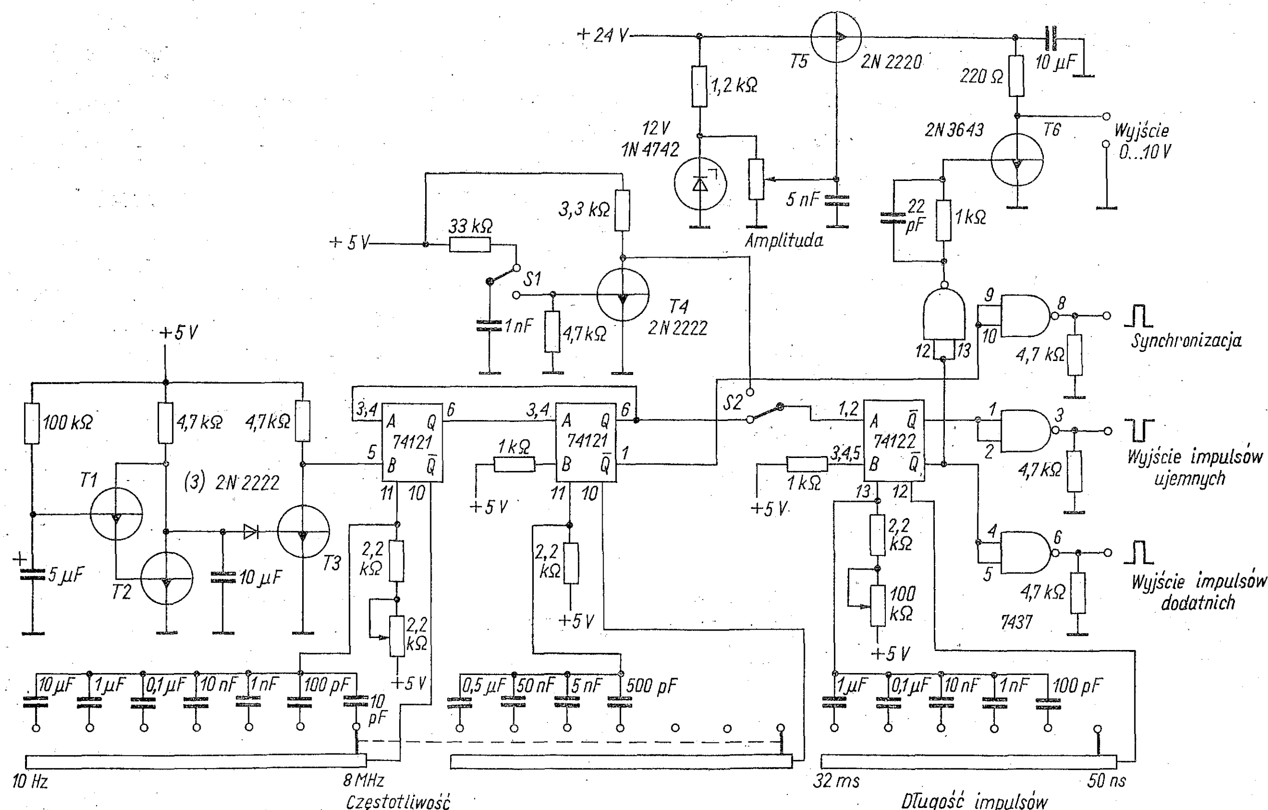
Wprawdzie generatory funkcji stanowią uniwersalne źródło przebiegu prostokątnego, zazwyczaj nie są one przystosowane do wytwarzania sygnału impulsowego odpowiadającego wymaganiom stawianym przez układy cyfrowe. Najprostszym sposobem dostosowania sygnału z generatora funkcji do układów cyfrowych jest jego uzupełnienie bramką z przerzutnikiem Schmitta, włączoną w punkcie o odpowiedniej amplitudzie przebiegu prostokątnego i zabezpieczoną przed napięciem o niewłaściwym znaku. Uzyskuje się w ten sposób impulsy o współczynniku wypełnienia takim, jak przebieg z generatora funkcji, z reguły wynoszącym 0,5. Najczęściej jest pożądana mniejsza wartość współczynnika wypełnienia.

W układzie z rys. 7-42 wartość współczynnika wypełnienia wynosi 0,15. Do wejścia odwracającego komparatora jest doprowadzony przebieg trójkątny z generatora funkcji. Drugie wejście komparatora jest połączone z napięciem stałym,



Rys. 7-42. Układ do wytwarzania sygnału dla układów cyfrowych TTL, zastosowany w generatorze funkcji 3311A firmy Hewlett-Packard

wynoszącym 0,3 amplitudy przebiegu trójkątnego. Dodatnie impulsy na wyjściu komparatora mają długość wynoszącą 30% okresu. Te impulsy doprowadza się do jednego wejścia bramki NAND, której drugie wejście jest połączone ze źródłem przebiegu prostokątnego z generatora funkcji. Zostało to zrobione w tym celu, aby przebieg impulsowy na wyjściu bramki miał przednią krawędź synchroniczną z przednią krawędzią przebiegu prostokątnego, co jest istotne



Rys. 7-43. Schemat prostego generatora impulsów dla układów cyfrowych [10]

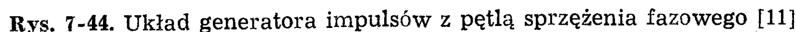
przy równoczesnym wykorzystywaniu obu sygnałów.

Generatory funkcji mają ograniczony zakres stosowania jako źródła sygnału impulsowego dla układów cyfrowych, przede wszystkim ze względu na stosunkowo małą częstotliwość, brak regulacji długości impulsów i ich amplitudy oraz niewielką dokładność częstotliwości. Specjalne generatory impulsów są zazwyczaj przyrządami złożonymi i drogimi, dlatego często korzysta się z prostszych konstrukcji, przystosowanych do specjalnych celów. Przykładem takiego rozwiązania jest układ pokazany na rys. 7-43.

Dwa uniwibratory typu SN 74121 N tworzą generator, określający częstotliwość powtarzania impulsów. Trzeci uniwibrator, SN 74122 N formuje impulsy o nastawianej długości, które są wyprowadzone przez różne układy wyjściowe. Częstotliwość powtarzania impulsów może być zmieniana w granicach od 10 Hz do 8 MHz, natomiast długość impulsów — w zakresie od 50 ns do 30 ms. Minimalną długość okresu przebiegu wytwarzanego przez połączone ze sobą uniwibratory stanowi suma okresów uniwibratorów, ich czasów propagacji, oraz czasów propagacji montażu. Generator złożony z dwóch uniwibratorów nie zapewnia rozruchu, dlatego został zastosowany oddzielny układ rozruchowy, złożony z tranzystorów *T1* do *T3*. Bezpośrednio po włączeniu dwa pierwsze tranzystory nie przewodzą. Nie przewodzi również tranzystor *T3*, dopóki napięcie na kondensatorze 10 µF nie wzrośnie do napięcia około 1,2 V. Nieco później zaczynają przewodzić tranzystory *T1* i *T2*, ponieważ stała czasowa układu *RC* w obwodzie bazy tranzystora *T1* jest większa niż stała czasowa w obwodzie bazy *T3*. Nasycenie tranzystora *T2* powoduje wyłączenie tranzystora *T3*. Impuls na kolektorze tego ostatniego tranzystora powoduje wysterowanie wejścia *B* pierwszego uniwibratora i uruchomienie układu generatora. Dwa pierwsze uniwibratory mają przełączane pojemności, aby ich współczynniki wypełnienia nie przekroczyły dopuszczalnej wartości i aby nie wystąpiło niebezpieczeństwo wielokrotnego wyzwolenia drugiego uniwibratora przy zbyt małym nachyleniu zbocza impulsów z pierwszego uniwibratora.

Oprócz generacji powtarzalnych impulsów o określonej częstotliwości, układ może być wykorzystany do wytwarzania pojedynczych impulsów, wyzwalanych ręcznie. W tym celu należy przełącznikiem *S2* połączyć wejście uniwibratora SN 74122 N z kolektorem tranzystora *T4*. Naciśnięcie przycisku *S1* powoduje rozładowanie kondensatora 1 nF w obwodzie bazy i krótkotrwałe zmniejszenie napięcia na kolektorze, czemu towarzyszy wyzwolenie uniwibratora. Tranzystor *T6* pracuje w układzie wyjściowym z napięciem zasilania regulowanym przez tranzystor szeregowy *T5*, przez co uzyskuje się możliwość łatwej zmiany amplitudy impulsów. Pozostałe wyjścia tworzą bramki mocy układu typu SN 7437 N, zastosowane w celu zwiększenia obciążalności wyjść.

W wielu zastosowaniach od laboratoryjnego źródła impulsów wymaga się dużej stałości częstotliwości i łatwości jej precyzyjnego ustawiania. Na rysunku 7-44 przedstawiono układ generatora ze sprzężeniem fazowym, umożliwiający cyfrowe ustawianie częstotliwości i zapewniający jej stabilność, odpowiadającą wewnętrznemu generatorowi kwarcowemu. Częstotliwość nastawia się w stopniach co 1 kHz w zakresie od 1 do 10 MHz. Źródłem częstotliwości wyjściowej jest generator przestrajany napięciem (VCO), zbudowany z tranzystorów *T5* i *T6* w układzie multiwibratora ze sprzężeniem emiterowym. Częstotliwość generatora jest zmieniana za pośrednictwem dwóch diod pojemnościowych BA163. Przy zmianie napięcia sterującego od 12 V do 0 pojemność tych diod zmienia się od 10 do 250 pF. Częstotliwość wytwarzana przez generator strojony napięciem jest dzielona przez licznik dekadowy z układami SN 74160 N. Wyjścia liczników dekadowych przez wzmacniacze oddzielające z otwartym kolektorem typu SN 7407 N i przełączniki BCD są połączone z uniwibratorem SN 74123 N i przerzutnikiem SN 7476 N. Gdy licznik dekadowy osiągnie stan wybrany przełącznikami cyfrowymi uniwibrator powoduje skasowanie licznika, a przerzutnik formuje przebieg prostokątny. Sygnał z przerzutnika otrzymany w ten sposób zostaje doprowadzony do komparatora fazy z bramką „wyłącznie OR" (SN7486N); dodatkowy uniwibrator typu SN 74121 N formuje impulsy o długości 450 µs, doprowadzone do komparatora częstotliwości zawierającego tranzystory *T1* do *T4*. Sygnał odniesienia dla komparatorów tworzy przebieg prostokątny o częstotliwości 500 Hz, względnie 1 kHz, otrzymany przez podział częstotliwości 1 MHz z generatora kwarcowego. Tranzystory *T1* i *T2* wytwarzają dodatnie impulsy o stałej amplitudzie i długości i o częstotliwości równej 1 kHz, natomiast tranzystory *T3* i *T4* — impulsy ujemne o stałej długości i amplitudzie, lecz częstotliwości równej częstotliwości sygnału istniejącego na wyjściu przełączników cyfrowych. Sumowanie impulsów odbywa się w punkcie oznaczonym *X*. Po filtracji przez układ ze wzmacniaczem operacyjnym *Q2*, napięcie reprezentujące odchyłkę częstotliwości steruje generator w kierunku zmniej-



Rys. 7-44. Układ generatora impulsów z pętlą sprzężenia fazowego [11]

szenia tej odchyłki do wartości na tyle małej, aby regulację mógł przejąć komparator fazy przez wzmacniacz operacyjny *Q1*. Dla zwiększenia stabilności układu do wejścia wzmacniacza całkującego *Q2* doprowadza się — przez wzmacniacz *Q3* — część sygnału z komparatora fazy. Zamiast bramki „wyłącznie OR" w układzie komparatora fazy można wykorzystać bardziej popularną bramkę NAND; czułość tego układu jest jednak dwukrotnie mniejsza. Wygodne rozwiązanie stanowi również zastosowanie specjalnego układu scalonego komparatora fazy, a jeszcze lepiej — scalonego układu pętli sprzężenia fazowego, zawierającego wszystkie niezbędne elementy od komparatora fazy do generatora sterowanego napięciem. Oczywistą zaletę opisywanego układu stanowi jednak fakt zastosowania w nim wyłącznie łatwo dostępnych elementów o małym i średnim stopniu integracji. Zakres częstotliwości układu można rozszerzyć w dół przez jego uzupełnienie dodatkowymi dzielnikami dekadowymi, dzielącymi częstotliwość wyjściową. Generator wymaga również odpowiednich układów wyjściowych, jak to zostało omówione przy dyskusji poprzedniego układu.

7.8 Generatory absorpcyjne

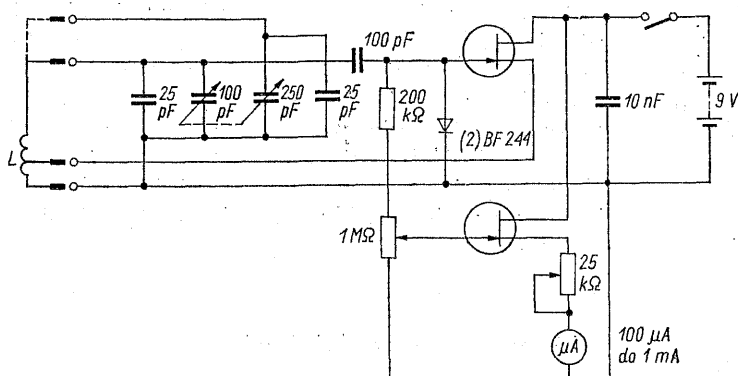
Na rysunku 7-45 przedstawiono schemat generatora absorpcyjnego, pokrywającego zakres fal krótkich i ultrakrótkich. Oprócz funkcji generatora absorpcyjnego (położenie *G* przełącznika) urządzenie stanowi źródło modulowanego sygnału wielkiej częstotliwości (przy położeniu AM przełącznika funkcji) i falomierz absorpcyjny (FA). W położeniu przełącznika, oznaczonym *U* wbudowany miernik wskazuje napięcie akumulatora niklowo-kadmowego, a w położeniu O zasilanie jest wyłączone. Gniazdka umożliwiają włączenie słuchawek przy używaniu przyrządu jako falomierza. Przy włączeniu wewnętrznego generatora częstotliwości akustycznej sygnał wielkiej częstotliwości ma modulowaną zarówno amplitudę, jak i częstotliwość. Stosowanie wskaźnika dostrojenia w postaci miernika wskazówkowego może być niewygodne, a nawet niemożliwe, np. w przypadku gdy generator musi być obsługiwany przez niewidomego. W rozwiązaniu pokaznym na rys. 7-46 zamiast miernika

Rys. 7-45. Schemat generatora absorpcyjnego Inco UFG 3

Rys. 7-46. Generator absorpcyjny z sygnalizacją akustyczną [12]

zastosowano sygnał akustyczny o zmieniającej się częstotliwości, co umożliwiło zmniejszenie kosztu przyrządu. Dodatkowe zalety stanowią mniejsze obciążenie uwagi obsługującego, mniejsza bezwładność i większa czułość. W generatorze Colpittsa cewki wymienne zostały oddzielone od pozostałych elementów kondensatorami o pojemności 10 nF dla zabezpieczenia obsługującego w przypadku dotknięcia cewką pomiarową elementów znajdujących się pod napięciem. Część napięcia wielkiej częstotliwości jest prostowana za pomocą diody, spolaryzowanej wstępnie w celu uzyskania większej czułości. Sygnał z detektora po wzmocnieniu przez tranzystor *T2* steruje napięcie zasilające obwody baz tranzystorów *T3* i *T4*, tworzących multiwibrator wytwarzający sygnał o częstotliwości akustycznej. W obwodzie emitera tranzystora *T4* umieszczono miniaturową słuchawkę o małej impedancji. Zamiast niej można zastosować słuchawkę piezoelektryczną, dołączając ją przez dzielnik potencjometryczny do kolektora ostatniego tranzystora. Po wyłączeniu zasilania pierwszego tranzystora przyrząd może być używany jako falomierz. Cztery cewki umożliwiają pokrycie zakresu od 1,2 do 150 MHz.

Generator z tranzystorem polowym (rys. 7-47) pracuje w układzie Hartleya. Kondensator o dwóch sekcjach został wykorzystany w całości przy częstotliwościach mniejszych, dla częstotliwości większych pracuje tylko jedna sekcja. Dioda zabezpiecza bramkę tranzystora przed nadmiernym prądem. Drugi tranzystor tego samego typu służy do sterowania miernika. Jeżeli prąd dla pełnego wychylenia miernika nie przekracza 50 µA, można pominąć drugi tranzystor a mikroamperomierz włączyć szeregowo ze zmiennym rezystorem obwodu bramki. Przez



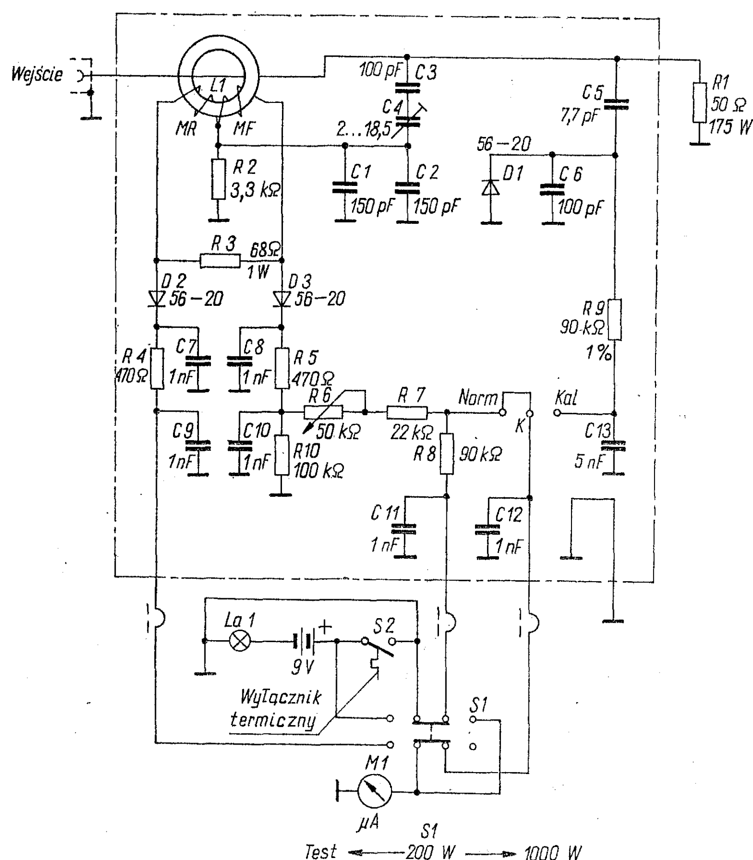
Rys. 7-47. Układ generatora absorpcyjnego z tranzystorami polowymi [13]

wyłączenie zasilania tylko tranzystora pracującego jako generator przyrząd zamienia się w falomierz absorpcyjny.

7.9 Mierniki mocy wielkiej częstotliwości

Moc wyjściowa nadajnika stanowi ważny parametr, zarówno przy budowie i zestrajaniu nowych urządzeń, jak i podczas eksploatacji. Przemysłowe watomierze wielkiej częstotliwości są jeszcze dość rzadko spotykanymi urządzeniami, co tłumaczy się ich wysoką ceną.

Miernik mocy wyjściowej wielkiej częstotliwości HM-2103 firmy Heathkit (rys. 7-48) jest urządzeniem przeznaczonym do samodzielnej budowy przez amatorów. Miernik ma dwa zakresy: 200 i 1000 W i jest wyposażony w wewnętrzny rezystor 50 Ω, stanowiący obciążenie nadajnika podczas pomiaru. Miernik jest przeznaczony dla zakresu częstotliwości od 1,8 do 30 MHz; współczynnik fali stojącej nie przekracza wartości 1,2. Przewód od gniazda wejściowego do obciążenia przechodzi przez rdzeń ferrytowy toroidalny



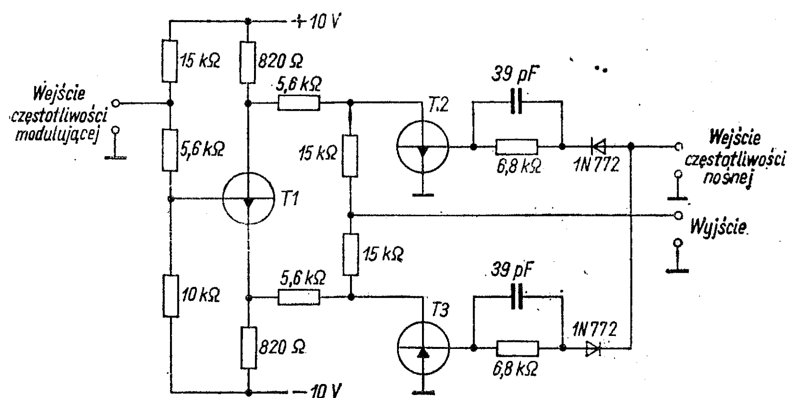
Rys. 7-48. Schemat watomierza z obciążeniem 50 Ω typu HM-2103 firmy Heathkit

o średnicy 10 mm. Uzwojenie wtórne nawinięte na tym rdzeniu ma dwie identyczne części, MF i MR. Napięcie indukowane na uzwojeniu MF po wyprostowaniu przez diodę *D3* i filtracji w układzie *C8*, *R5*, *C10* zostaje przez zespół rezystorów i przełącznik zakresów doprowadzone do miernika. Dioda *D2* i związany z nią filtr służy do pomiaru mocy odbitej. Układ ten jest używany jedynie przy zestrajaniu. Przy położeniu „test" przełącznika *S1* sprowadza się wskazówkę miernika do zera za pomocą kondensatora *C4*. Dla umożliwienia wzorcowania przyrządu bez dodatkowych przyrządów pomiarowych, do układu został wbudowany woltomierz diodowy, złożony z kondensatorów *C5*, *C6*, diody *D1* i rezystora *R9*. Wzorcowanie polega na przełączeniu zwieracza *K* do położenia „kalibracja", zanotowaniu wychylenia miernika, a następnie po umieszczeniu zwieracza w położeniu „normalnym" ustawieniu rezystora *R6* w takim położeniu, aby wychylenie było takie samo jak poprzednio, oczywiście przy tej samej mocy doprowadzonej z nadajnika. Znamionowe obciążenie bezindukcyjnego rezystora *R1* wynosi 175 W. Dla ostrzeżenia o nadmiernym rozgrzaniu tego rezystora przy zbyt długo trwającym pomiarze większej mocy, w przyrządzie przewidziano wyłącznik termiczny *S2*, włączający żarówkę sygnalizacyjną, zasilaną z wbudowanej baterii 9 V. W położeniu „test" przełącznika *S1* odbywa się kontrola baterii i żarówki.
Miernik mocy, pokazany na rys. 7-49 ma liniową skalę, wycechowaną w watach. Mieszacz zrównoważony, wykorzystany jako układ mnożący, umożliwia precyzyjne mnożenie chwilowej wartości napięcia uzyskanej z dzielnika rezystancyjnego przez wartość chwilową prądu otrzymaną z transformatora prądowego. Sygnał wyjściowy jest uśredniony przez mikroamperomierz wskazówkowy i filtry *RC*. Miernik wskazuje poprawnie moc doprowadzoną do obciążenia, bez względu na jego niedopasowanie. Kondensatorami zmiennymi w obwodach wejściowych kompensuje się błędy fazowe, aby uzyskać zerowe wskazania przy odłączeniu obciążenia, zwarciu wyjścia, lub włączeniu na wyjście obciążenia pojemnościowego. Pomijając uchyb mikroamperomierza, błąd pomiaru mieści się w granicach 1%.

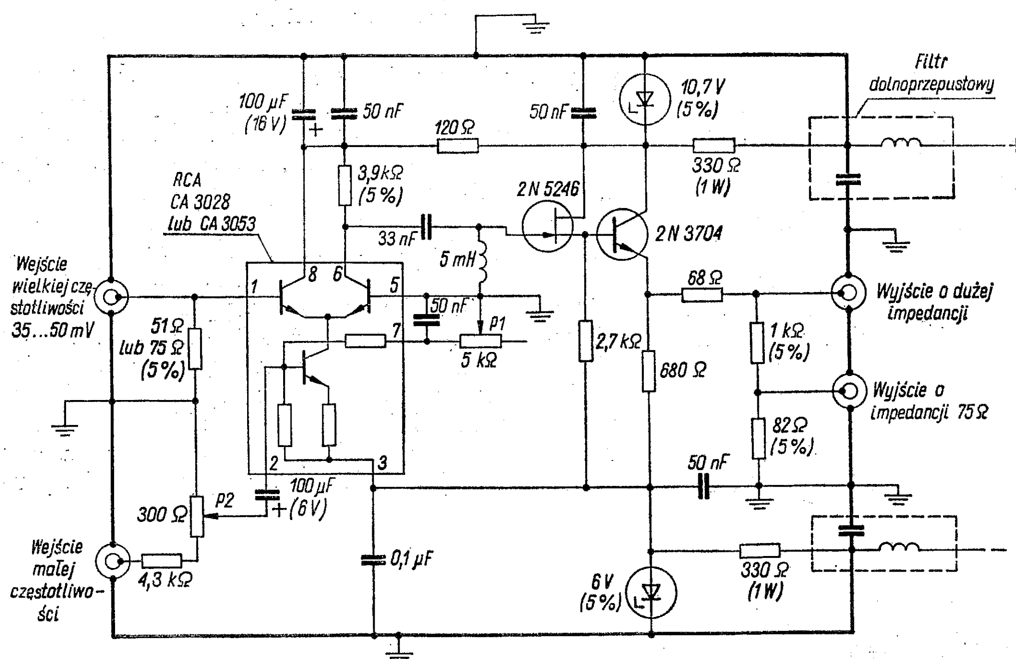
7.10 Modulatory o dużej liniowości

Nieliniowość modulacji amplitudy popularnych generatorów sygnałowych często jest zbyt wielka do celów pomiarowych, szczególnie w przypadku badania układów odbiorczych o wysokiej jakości.
Na rysunku 7-50 przedstawiono schemat układu modulatora przełącznikowego, który umożliwia uzyskanie głębokości modulacji przekraczającej 95% przy małych zniekształceniach obwiedni. Tranzystor *T1* dzieli sygnał małej częstotliwości na dwa przebiegi o przeciwnych fazach, natomiast pozostałe tranzystory spełniają rolę przełączników, sterowanych częstotliwością nośną. Sygnał częstotliwości nośnej powinien mieć kształt prostokątny, symetryczny względem zera. Dodatnie połówki wysterowują tranzystor *T2*, a ujemne — tranzystor *T3*. Dodatnia obwiednia sygnału wyjściowego z kolektora tranzystora *T2* i ujemna z kolektora *T3* są sumowane przez rezystory 15 kΩ. Ze względu na przełącznikową pracę tranzystorów, układ nadaje się głównie do stosowania przy niezbyt dużych częstotliwościach, rzędu kilkudziesięciu kiloherców. Bardzo mały poziom zniekształceń przy modulacji częstotliwości nośnej w zakresie średnio-

Rys. 7-49. Schemat precyzyjnego watomierza wielkiej częstotliwości z mieszaczem zrównoważonym, użytym do mnożenia sygnału napięcia i prądu obciążenia [14]



Rys. 7-50. Układ modulatora przełącznikowego, sterowanego prostokątnym sygnałem częstotliwości nośnej [15]

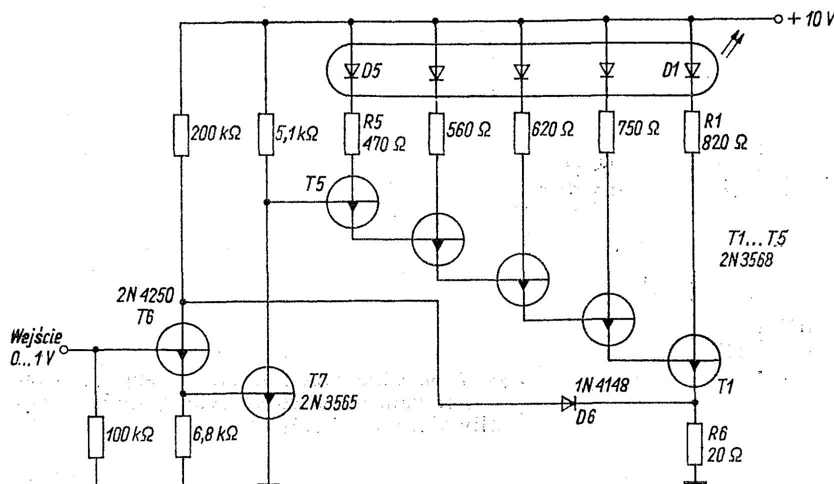


Rys. 7-51. Układ modulatora pomiarowego o dużej liniowości [16]

falowym można osiągnąć w układzie z rys. 7-51. Modulacja odbywa się w układzie scalonym typu CA3028, tworzącym wzmacniacz różnicowy wielkiej częstotliwości, o prądzie emiterów stopnia różnicowego sterowanym przez trzeci tranzystor, którego bazę steruje sygnał akustyczny. Do zasilania układu użyto źródła o napięciu 30 V, nie połączonego z masą modulatora. Potencjometr *P1* służy do ustawiania punktu pracy dla symetrycznego ograniczania przebiegu wyjściowego przy przemodulowaniu i minimalnego poziomu zniekształceń. Potencjometr *R2* umożliwia ustawienie czułości wejścia dla małej częstotliwości. Można to zrobić przykładając na to wejście napięcie akustyczne o wartości 5 V i ustawiając głębokość modulacji równą 50%. Przy napięciu częstotliwości nośnej 1 MHz, wynoszącym 50 mV i głębokości modulacji 30% sygnałem o częstotliwości 400 Hz osiągnięto zniekształcenia nieliniowe, wynoszące 0,11%.

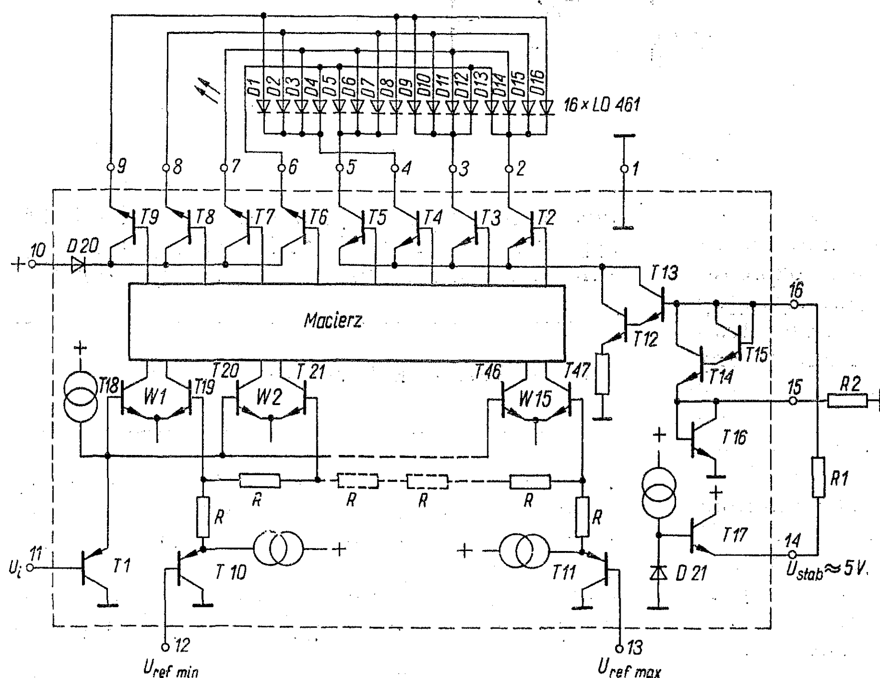
7.11 Wskaźniki kolumnowe

W wielu zastosowaniach mierników elektrycznych jest wymagane nie tyle dokładne wskazywanie wartości pomiaru, co jej szybkie i poglądowe przedstawienie, np. w przypadku wskaźników wysterowania do magnetofonów, czy wskaźników poziomu paliwa w zbiorniku samochodu.
Układ z rys. 7-52 jest przykładem realizacji ta-



Rys. 7-52. Schemat prostego wskaźnika kolumnowego z pięcioma diodami luminescencyjnymi [17]

kiego układu przy zastosowaniu typowych elementów dyskretnych. Wskaźnik reaguje na napięcie w zakresie od 0 do 5 V. W miarę wzrostu napięcia tranzystory *T1* do *T5* nasycają się kolejno, włączając kolejne diody *D1* do *D5*. Prąd emiterów wszystkich pięciu tranzystorów płynie przez rezystor *R6*. Sprzężenie zwrotne przez diodę *D6* na emiter tranzystora *T6* utrzymuje wartość spadku napięcia na rezystorze *R6* równą napięciu wejściowemu. Dioda *D6* służy do kompensacji napięcia baza-emiter tranzystora *T6*. Sprzężenie zwrotne sprawia, że kolejne diody zapalają się przy jednakowych przyrostach napięcia wejściowego. Rezystory *R1* do *R5* wyznaczają prąd płynący przez odpowiednie diody, przy uwzględnieniu sumowania napięć baza-emiter tranzystorów włączanych kolejno i rosnącego spadku napięcia na rezystorze *R6*. Zalety tego typu wskaźnika sprawiły, że jest on oferowany w różnych wersjach przez kilka firm. Firma Burroughs Corporation produkuje neonowe wskaźniki kolumnowe o 200 oddzielnych elementach, co umożliwia uzyskanie rozdzielczości 0,5%, a firma Siemens AG wypuściła na rynek układ scalony typu UAA 170 przeznaczony do sterowania 16 diod luminescencyjnych, pracujących we wskaźniku kolumnowym. W odróżnieniu od poprzednio opisanego, układ UAA 170 steruje diody w taki sposób, że równocześnie świeci tylko jedna, lub dwie sąsiednie diody ze



Rys. 7-53. Uproszczony schemat układu scalonego UAA 170 firmy Siemens, przeznaczonego do sterowania kolumny z 16 diodami luminescencyjnymi

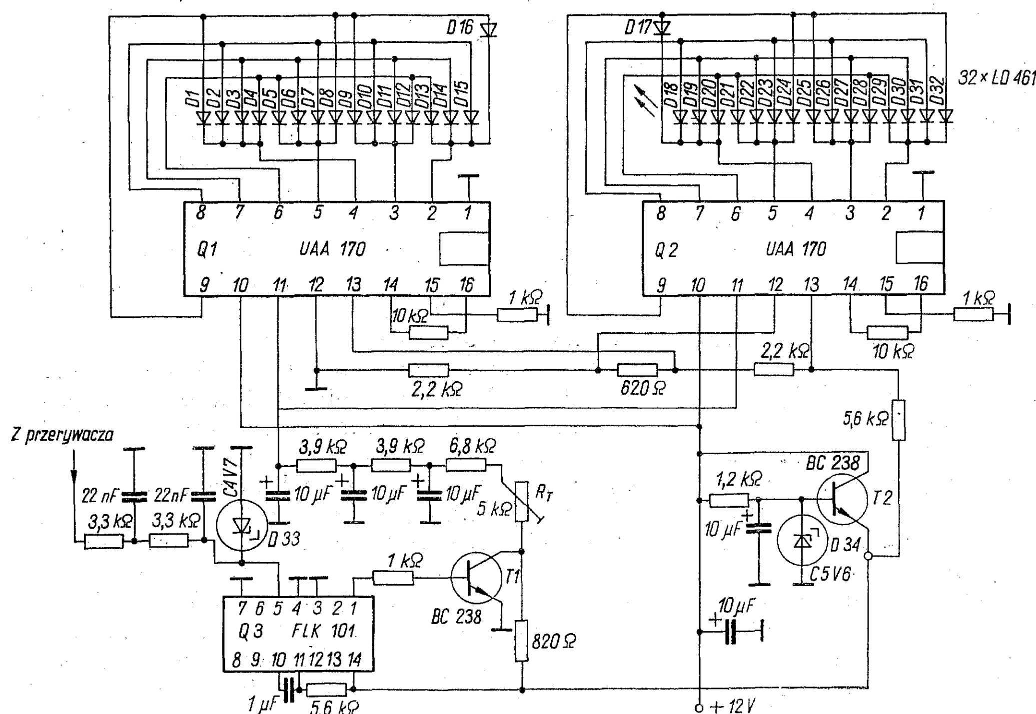
zmniejszoną jaskrawością. Przejście między sąsiednimi diodami można zmienić od łagodnego do ostrego za pomocą elementów zewnętrznych. Funkcje wewnętrzne układu sterującego objaśnia rys. 7-53. Diody luminescencyjne *D1* do *D16* są sterowane przez wzmacniacze różnicowe *W1* do *W15* za pośrednictwem macierzy diodowej, tranzystorów *T6* do *T9*, stanowiących źródła napięciowe i tranzystorów *T2* do *T5*, pełniących funkcję źródeł prądowych. Zakres napięcia wejściowego określa napięcie na nóżce *12* (wartość minimalna) i na nóżce *13* (wartość maksymalna). Te napięcia, przez dzielnik złożony z rezystorów *R*, tworzą napięcia odniesienia dla poszczególnych wzmacniaczy różnicowych. Skrajne diody luminescencyjne pozostają zapalone, jeżeli napięcie wejściowe jest mniejsze, względnie większe od wartości granicznych, które mogą być wybrane w zakresie od 0 do 6 V. Przy zakresie napięcia wejściowego, wynoszącym do 1,2 V występują płynne przejścia świecenia między sąsiednimi diodami. Prąd, a zatem i jaskrawość diod luminescencyjnych, można ustawić za pośrednictwem rezystora *R1*. Zastąpienie tego rezystora fotorezystorem umożliwia automatyczną regulację jaskrawości, przy doborze charakterystyki regulacji rezystorem *R2*.

Przykładem zastosowania układu UAA 170 może być układ tachometru samochodowego, opracowany przez firmę Siemens (rys. 7-54). Częstotliwość jest zamieniana na napięcie stałe za pomocą uniwibratora z układem scalonym *Q3*, tranzystora *T1* i filtru dolnoprzepustowego, a to napięcie stałe steruje dwa układy UAA 170. Jako wskaźnik kolumnowy służy 30 diod luminescencyjnych (diody *D16* i *D17* są umieszczone w układzie, ale niewidoczne ze względu na ich funkcję sygnalizacji napięcia wyższego od zakresu układu *Q1*, względnie niższego od zakresu *Q2*). Tranzystor *T2* pracuje jako stabilizator napięcia zasilającego układ scalony *Q3* i napięcia wzorcowego dla układów sterujących.

7.12 Tachometry do silników spalinowych

Łatwość budowania, a przede wszystkim instalowania tachometrów elektronicznych do silników z zapłonem iskrowym przyczyniła się do wielkiego rozpowszechnienia ich licznych wersji.

Jeden z najprostszych układów przedstawiono na rys. 7-55. Impulsy napięcia na przerywaczu, współpracującym z typową cewką zapłonową i kondensatorem mają amplitudę od 100 do 300 V, przy czym każdemu otwarciu zestyków towarzyszy wytworzenie wielu impulsów. Układ *RC*, dioda i złącza baza-emiter tranzystora ograniczają amplitudę impulsów sterujących układ i wstępnie formują ich kształt, aby nie



Rys. 7-54. Schemat tachometru samochodowego z układami UAA 170

Rys. 7-55. Prosty układ tachometru samochodowego z tranzystorem jednozłączowym

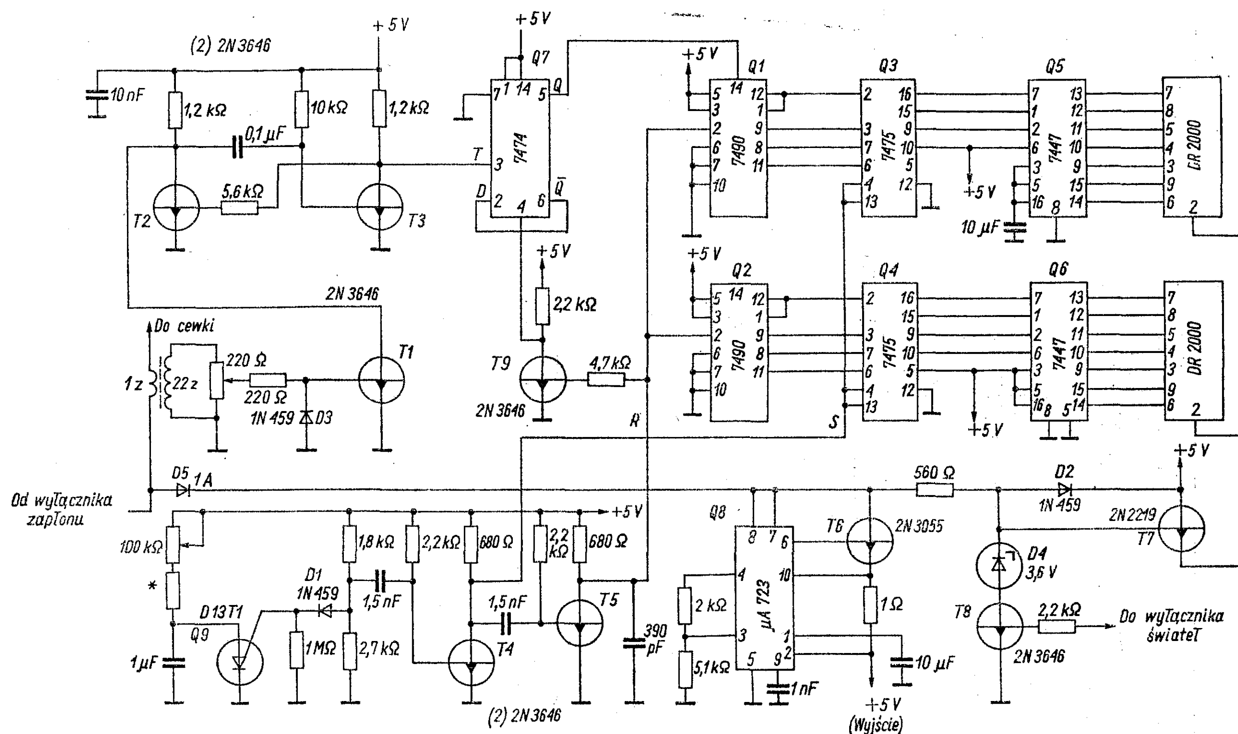
dopuścić do wielokrotnego wyzwolenia układu pod wpływem jednego otwarcia przerywacza. Emiter tranzystora jednozłączowego w stanie ustalonym ma napięcie mniejsze od napięcia zapłonu. Ujemny impuls z kolektora pierwszego tranzystora powoduje chwilowe obniżenie napięcia bazy drugiej tranzystora jednozłączowego i umożliwia jego zapłon. Wartość prądu wskazywana przez miernik jest proporcjonalna do częstotliwości impulsów, a więc i do prędkości obrotowej.

Na rysunku 7-56 przedstawiono schemat tachometru przeznaczonego do samochodu z tyrystorowym układem zapłonowym. W odróżnieniu od konwencjonalnych układów zapłonowych, w układzie tyrystorowym na przerywaczu występują impulsy o amplitudzie równej napięciu zasilania, a więc około 14 V. Również i w tym przypadku wibracje zestyków powodują powstawanie wielokrotnych impulsów. W celu ich eliminacji zastosowano układ z tranzystorem jednozłączowym, wytwarzający pojedynczy impuls przy każdym otwarciu zestyków przerywacza. Wartość rezystora *R1* jest na tyle mała, że prąd płynący do emitera podtrzymuje stan przewodzenia tranzystora. Po otwarciu przerywacza kondensator *C1* ładuje się do napięcia zapłonu w czasie około 0,6 ms. Dodatni impuls na bazie pierwszej tranzystora jednozłączowego wyzwala uniwibrator ze wzmacniaczem operacyjnym. Okres uniwibratora wyznacza ładowanie kondensatora *C2* przez rezystor *R2*, którego wartość dobiera się w zależności od liczby cylindrów silnika: 470 kΩ dla silnika ośmiocylindrowego, 680 kΩ dla sześciocylindrowego i 900 kΩ dla czterocylindrowego. Dioda krzemowa *D2* ogranicza napięcie na kondensatorze C2 do wartości około 0,6 V. Dioda *D3* służy do kompensacji wpływu temperatury na napięcie przewodzenia diody *D2*. Dla skutecznej kompensacji obie diody powinny być tego samego typu, a ich obudowy powinny się stykać ze sobą. Ze względu na to, że wzmacniacz operacyjny jest zasilany

Rys. 7-56. Schemat tachometru, współpracującego z tyrystorowym układem zapłonowym [18]

z jednego źródła napięcia, napięcie na jego wyjściu nie może spadać do zera. W tym celu by napięcie spoczynkowe wzmacniacza nie miało wpływu na wskazania miernika, tranzystor wyjściowy jest sprzężony z wyjściem wzmacniacza przez kondensator 8 μF. Dioda Zenera i rezystor *R3* stabilizują amplitudę impulsów wyjściowych, a termistor i rezystor, włączone równolegle do miernika kompensują wpływ temperatury na rezystancję jego cewki. Jeżeli zostanie zastosowany miliamperomierz o zakresie mniejszym od 5 mA wówczas można pominąć tranzystor i układ kompensacji temperaturowej.

Zastosowanie cyfrowych układów scalonych umożliwia skonstruowanie tachometru cyfrowego, mieszczącego się w obudowie miernika wskazówkowego. Schemat przyrządu tego typu przedstawiono na rys. 7-57. Sygnał wejściowy stanowią impulsy z transformatora z toroidalnym

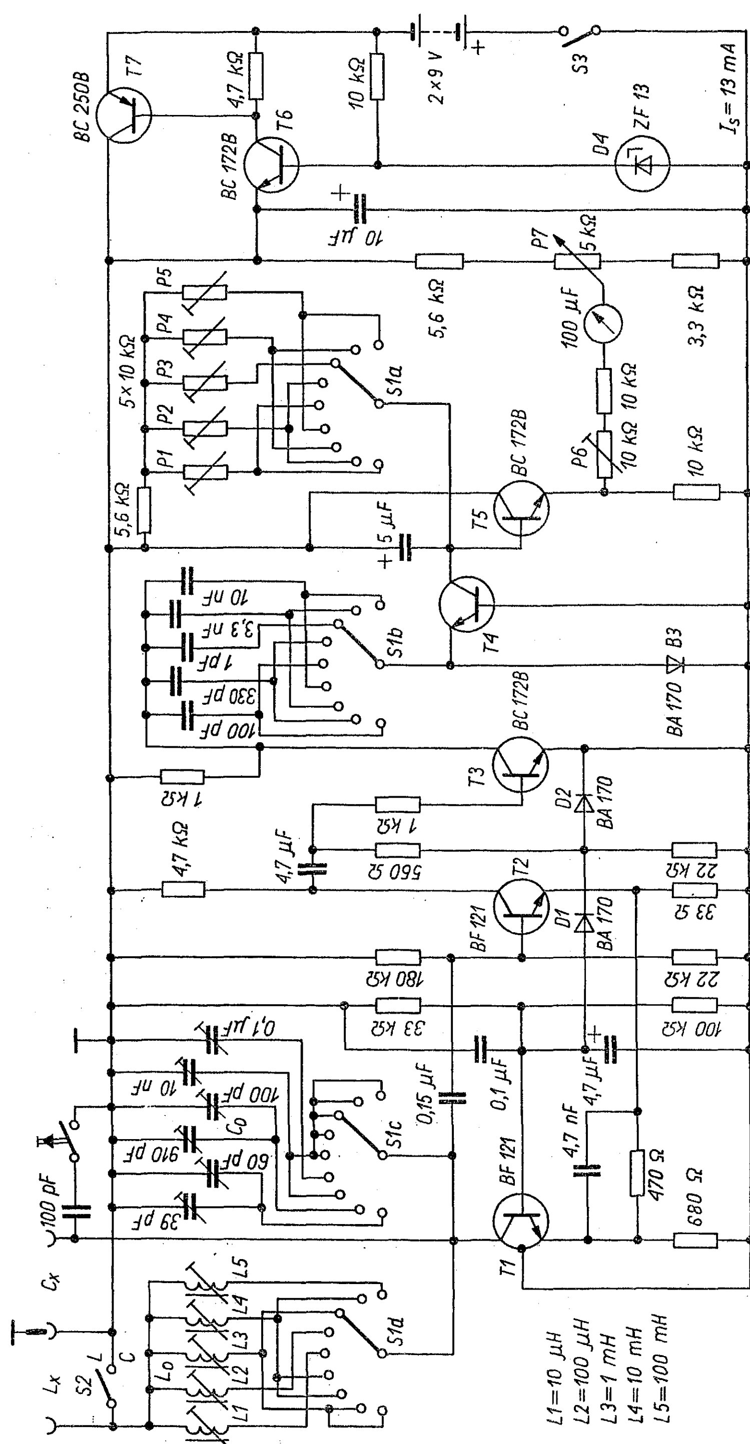


Rys. 7-57. Schemat tachometru cyfrowego [19]

rdzeniem ferrytowym, którego uzwojenie pierwotne tworzy przewód prowadzący do uzwojenia pierwotnego cewki zapłonowej. Impulsy uzyskane w ten sposób sterują za pośrednictwem tranzystora *T1* uniwibrator z tranzystorami *T2* i *T3*. Znormalizowane impulsy z uniwibratora po podzieleniu przez dwa w przerzutniku z układem scalonym *Q7* sterują dwudekadowy licznik z pamięcią i żarowymi wskaźnikami siedmiosegmentowymi, zrealizowany przy użyciu układów scalonych *Q1* do *Q6*. Układ dzielący przez dwa ma na celu zmniejszenie migotania ostatniej cyfry wyniku. Funkcje sterowania pełni generator zegarowy z programowanym tranzystorem jednozłączowym o odpowiednio dobranej częstotliwości. W układzie generatora dioda *D1* służy do kompensacji temperaturowej. Ze względu na stosunkowo małe wymagania stawiane dokładności pomiaru i rozdzielczości, licznik obywa się bez bramki, a stan liczników dziesiętnych jest przenoszony do pamięci „w locie", impulsem z kolektora tranzystora *T4*, przez połączenie *S*, natomiast impuls z kolektora tranzystora *T5* sprowadza liczniki do zera przez połączenie *R*, po czym liczenie impulsów odbywa się dalej. Tranzystor *T9* odwraca kierunek impulsów dla kasowania układu dzielącego przez dwa. Tranzystory *T7*, *T8* i dioda Zenera *D4* tworzą układ sterujący jaskrawość wskaźników. Kiedy reflektory samochodu nie są włączone, tranzystor *T8* nie przewodzi, natomiast tranzystor *T7* pozostaje nasycony. Po zapaleniu świateł tranzystor *T8* nasyca się, zmniejszając napięcie na bazie tranzystora *T7* do poziomu napięcia diody *D4*, co powoduje również zmniejszenie napięcia zasilającego wskaźniki, pochodzącego z emitera *T7*. W ten sposób przy jeździe w nocy unika się olśnienia kierowcy.

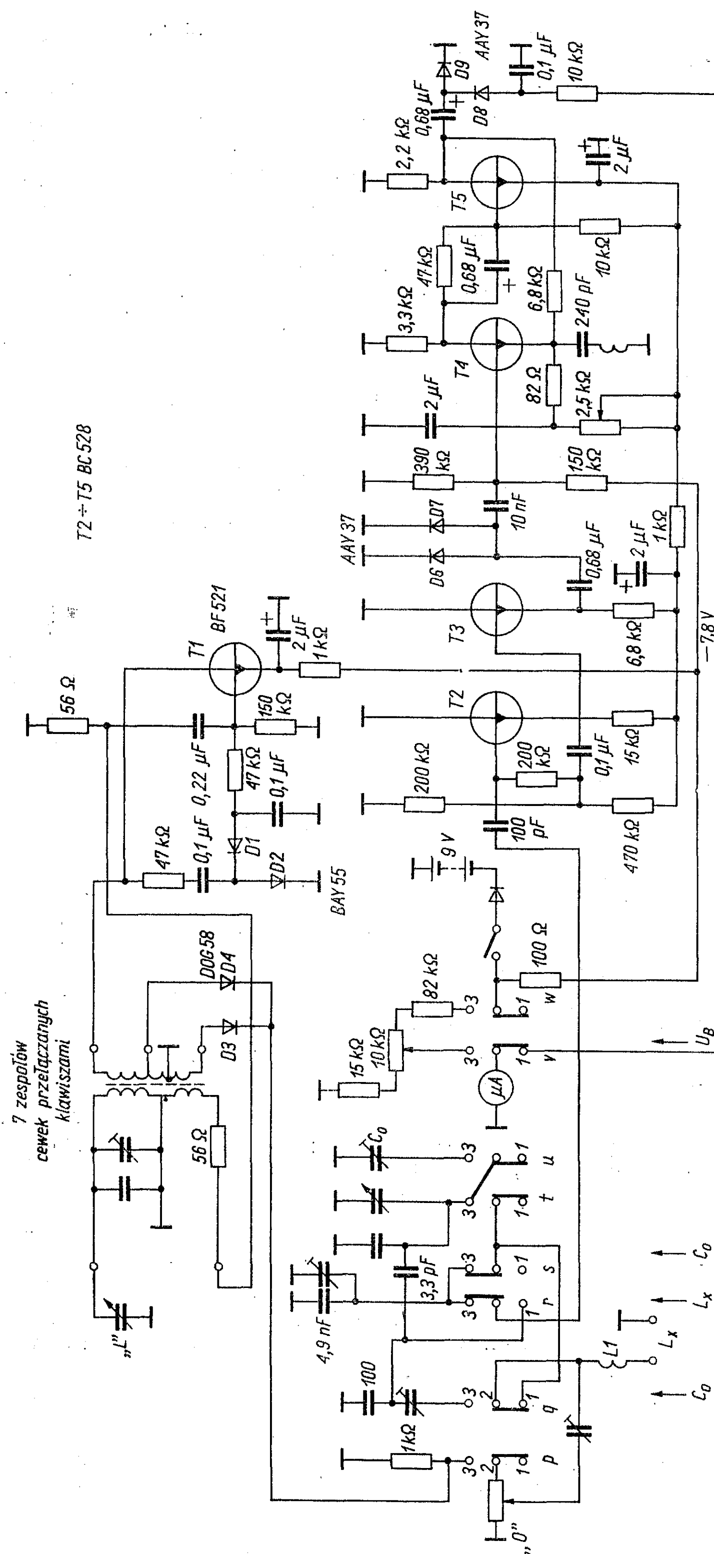
7.13 Wychyłowy miernik indukcyjności i pojemności (Intermetall)

Miernik indukcyjności i pojemności, którego schemat przedstawia rys. 7-58, pracuje na zasadzie pomiaru częstotliwości generatora *LC*, zmieniającej się po włączeniu badanej indukcyjności w szereg z indukcyjnością generatora, względnie po włączeniu badanej pojemności równolegle do kondensatora generatora. Przyrząd ma pięć zakresów pomiaru indukcyjności o końcowej wartości 10 μH do 100mH i cztery zakresy pomiaru pojemności o końcowej wartości 100 pF do 100 nF. Napięcie na mierzonym elemencie wynosi 30 do 40 mV, co umożliwia przeprowadzenie pomiarów elementów nieliniowych, np. diod pojemnościowych. Ze względu na to, że element mierzony przestraja generator, przebieg podziałki jest nieliniowy, z rozciągniętym początkiem



Rys. 7-58. Układ do pomiaru indukcyjności i pojemności, pracujący na zasadzie zmiany częstotliwości generatora

zakresu. Tranzystory *T1* i *T2* tworzą układ generacyjny Franklina, wygodny w tym zastosowaniu ze względu na to, że obwód rezonansowy jest dwójnikiem. Amplituda napięcia wielkiej częstotliwości jest stabilizowana przez doprowadzenie do bazy tranzystora *T1* napięcia ujemnego z podwajacza napięcia z diodami *D1* i *D2*. Tranzystor *T3* pełni rolę ogranicznika amplitudy i zapewnia stałą wartość napięcia doprowadzonego do miernika częstotliwości z diodą *D3* i tranzystorem *T4*, mierzącego prąd płynący przez kondensatory przełączane przełącznikiem *S1b*, razem ze zmianą częstotliwości pomiarowej. Dobranie wychylenia miernika na poszczę-



Rys. 7-59. Schemat miernika indukcyjności MLR-3

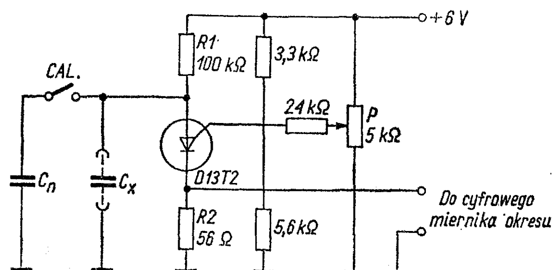
gólnych zakresach umożliwiają równocześnie przełączane rezystory ustawcze *P1* do *P5*. Tranzystor *T5* w układzie wtórnika emiterowego izoluje miernik prądu od dyskryminatora. Ponieważ element mierzony powoduje jedynie zmianę częstotliwości generatora, mikroamperomierz umieszczony został w przekątnej mostka; umożliwia to uzyskanie zerowego wychylenia przy zerowej wartości mierzonego parametru. Częstotliwość generatora bez elementu mierzonego zmienia się od 502 kHz dla najniższego zakresu do 5,02 kHz dla zakresu najwyższego. Zakres pomiaru można rozszerzyć w kierunku większych wartości pojemności i indukcyjności, jednak ze względu na zmniejszenie impedancji rezonansowej obwodu, wymaga to odpowiedniego skorygowania wartości sprzężenia zwrotnego generatora przez przełączanie rezystora między emiterami tranzystorów *T1* i *T2*.

7.14 Miernik indukcyjności MLR-3 (Inco)

Zasada pomiaru indukcyjności w mierniku Inco MLR-3 (rys. 7-59) polega na dobraniu częstotliwości generatora tak by uzyskać rezonans mierzonej indukcyjności z wzorcowym kondensatorem. Przyrząd umożliwia pomiar indukcyjności od 50 nH do 2 H. Częstotliwość pomiarowa zmienia się przy tym od 4,1 MHz do 1,59 kHz w siedmiu zakresach. Oprócz indukcyjności, miernik umożliwia zmierzenie pojemności własnej cewki. W tym celu wykorzystuje się rezonans cewki mierzonej przy dwóch wartościach częstotliwości. Do obwodu złożonego z cewki mierzonej i kondensatora o pojemności 25 pF doprowadza się najpierw sygnał z podwajacza częstotliwości (przełącznik *p-q* jest przy tym wciśnięty) i dostraja generator do rezonansu. Po włączeniu przełącznika *t-u* do cewki dołącza się kondensator zmienny, a obwód jest zasilany częstotliwością dwukrotnie mniejszą, niż poprzednio. W tym położeniu przełącznika do rezonansu doprowadza się kondensatorem zmiennym, a wartość pojemności cewki odczytuje się wprost ze skali tego kondensatora. Generator z tranzystorem *T1* ma amplitudę stabilizowaną za pomocą diod *D1* i *D2*. Diody *D3* i *D4*, zasilane z symetrycznych odczepów cewek obwodu generatora, spełniają funkcję podwajacza częstotliwości. Tranzystory *T2* i *T3* zapewniają odpowiednio dużą wartość impedancji obciążenia dla obwodu pomiarowego, natomiast wzmocnienie sygnału pochodzi ze stopni z tranzystorami *T4* i *T5*. Diody *D6* i *D7* ograniczają amplitudę, tak by nie dopuścić do nasycenia wzmacniacza. Obwód rezonansowy połączony z emiterem tranzystora *T4* kompensuje spadek wzmocnienia przy największych częstotliwościach pomiarowych. Prostownik zawiera diody *D8* i *D9* w układzie podwajacza napięcia. Mikroamperomierz jest dodatkowo wykorzystywany do kontroli napięcia baterii.

7.15 Przystawka do cyfrowego pomiaru pojemności

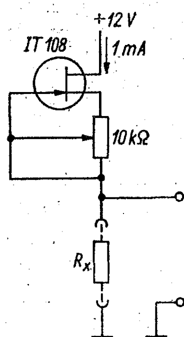
Cyfrowe mierniki pojemności są niedostępne dla większości laboratoriów, natomiast cyfrowy miernik częstotliwości i okresu należy już do wyposażenia typowego. Prosta przystawka (rys. 7-60) umożliwia rozciągnięcie użyteczności cyfrowego miernika okresu na pomiar pojemności w zakresie od kilkuset pikofaradów do tysięcy mikrofaradów. Przystawka stanowi generator relaksacyjny z programowanym tranzystorem jednozłączowym. Przy stałej wartości rezystancji *R1* i innych rezystancji w układzie, okres drgań wyznacza wartość pojemności mierzonej. Dla wartości podanych na rysunku stała przyrządu wynosi 0,1 ms/nF. W celu wyeliminowania wpływu temperatury, napięcie zasilania i innych czynników, fałszujących pomiar, przewidziano wzorcowanie przyrządu za pomocą wbudowanej pojemności wzorcowej. Wzorcowania dokonuje się po włączeniu kondensatora wzorcowego, dobierając potencjometrem *P* takie napięcie bramki tranzystora, aby wskazania miernika okresu odpowiadały wartości wzorca. Miernik okresu dołącza się do napięcia istniejącego na rezystorze R2, który służy także do ograniczania wartości prądu rozładowania dużych kondensatorów do granicy bezpiecznej dla programowanego tranzystora jednozłączowego.



Rys. 7-60. Układ przystawki do pomiaru pojemności za pomocą cyfrowego miernika czasu

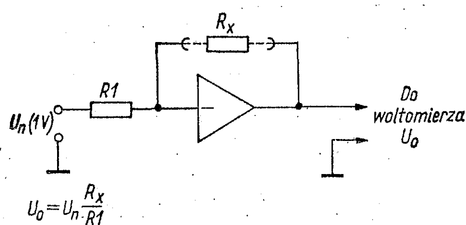
7.16 Układy do pomiaru rezystancji za pomocą woltomierza cyfrowego

Cyfrowy pomiar rezystancji sprowadza się do pomiaru spadku napięcia na mierzonym rezystorze, przez który przepływa znany prąd ze źródła o stałym prądzie, albo do pośredniego pomiaru wzmocnienia wzmacniacza operacyjnego, w którym rezystor mierzony został włączony w obwód sprzężenia zwrotnego.
Zasadę przystawki do realizacji pierwszej metody ilustruje rys. 7-61. Może ona być używana



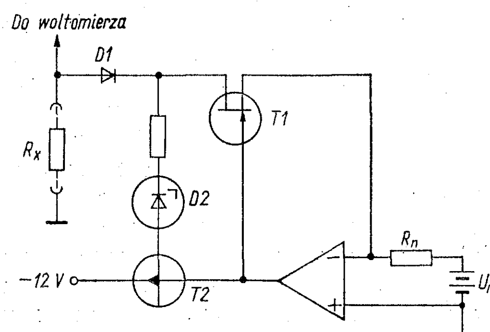
Rys. 7-61. Schemat przystawki, stanowiącej źródło stałego prądu do pomiaru rezystancji za pomocą woltomierza cyfrowego

z dowolnym woltomierzem o odpowiednio dużej rezystancji wejściowej. Rezystorem zmiennym w obwodzie źródła tranzystora polowego dobiera się wartość prądu potrzebną dla uzyskania właściwych wskazań woltomierza. Najwygodniej to przeprowadzić, włączając w miejsce rezystora mierzonego rezystor o dokładnie znanej wartości.



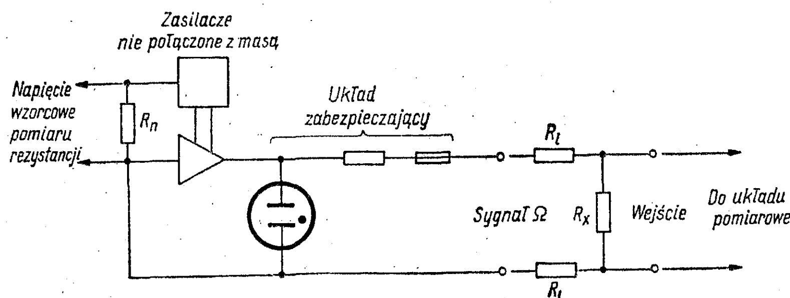
Rys. 7-62. Zasada konwertera rezystancji ze wzmacniaczem operacyjnym

Ideę przetwornika rezystancji na napięcie ze wzmacniaczem operacyjnym objaśnia rys. 7-62. Wzmocnienie wzmacniacza określa stosunek rezystancji mierzonej do rezystancji wzorcowej *R1*. Jeżeli do wejścia wzmacniacza zostanie doprowadzone napięcie o wartości dobranej odpowiednio do wartości rezystora *R1*, wówczas napięcie wyjściowe wzmacniacza ma wartość liczbową, bezpośrednio odpowiadającą wartości rezystancji w omach.
Wielozakresowe mierniki cyfrowe, umożliwiające pomiar rezystancji, są narażone na niebezpieczeństwa omyłkowego włączenia napięcia na zaciski przeznaczone do pomiaru rezystancji, dlatego stworzono wiele układów zabezpieczających przyrząd przed uszkodzeniem w przypadku podobnego błędu obsługi. Wejście do pomiaru rezystancji miernika typu 3470 firmy Hewlett-Packard (rys. 7-63) znosi bez uszkodzenia zew-



Rys. 7-63. Układ do pomiaru rezystancji, zastosowany w mierniku wielozakresowym Hewlett-Packard Model 3470, zabezpieczony od uszkodzenia przy przypadkowym doprowadzeniu napięcia zewnętrznego

nętrzne napięcie 350 V o dowolnej polaryzacji. Układ stanowi generator stałego prądu, złożony ze wzmacniacza operacyjnego i tranzystora polowego *T1*. Wzmacniacz operacyjny steruje tranzystor polowy w taki sposób, aby prąd płynący do wejścia odwracającego miał wartość zerową. Prąd pomiarowy, równy prądowi źródła ma przy tym wartość wynoszącą U_n/R_n.
W mierniku wielozakresowym firmy Hewlett-Packard 3490A (rys. 7-64) pomiar rezystancji

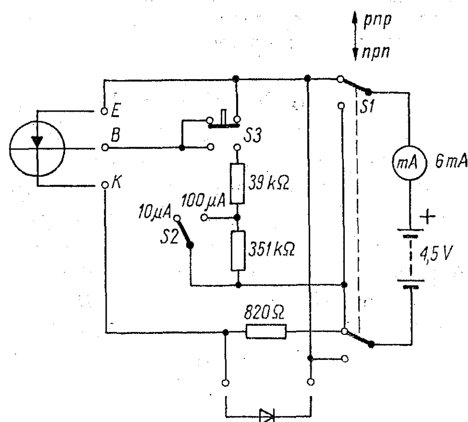


Rys. 7-64. Układ do stosunkowego pomiaru rezystancji, zastosowany w mierniku wielozakresowym 3490A firmy Hewlett-Packard

został sprowadzony do pomiaru stosunku dwóch napięć: na mierzonym rezystorze R i rezystorze wzorcowym R_n. Ponieważ przez dwa rezystory przepływa ten sam prąd, jego dokładna wartość nie ma wpływu na dokładność pomiaru. Do pomiaru rezystancji są przeznaczone cztery zaciski, co umożliwia wyeliminowanie wpływu rezystancji przewodów R_L. Zabezpieczenie przed skutkami doprowadzenia napięcia zewnętrznego obejmuje neonówkę ograniczającą napięcie oraz bezpiecznik topikowy, przepalający się przy napięciu 250 V.

7.17 Mierniki parametrów tranzystorów

Wielka liczba wyspecjalizowanych przyrządów umożliwia pomiar parametrów przyrządów półprzewodnikowych przy stale rosnących wymaganiach dotyczących liczby mierzonych parametrów i ich zakresu, a także dokładności i automatycznego przeprowadzania pomiarów. Ogromną większość tych pomiarów stanowi jednak proste sprawdzanie tranzystorów czy diod, ich sortowanie lub dobieranie elementów o jednakowych wartościach parametrów: są one wykonywane często w warunkach ruchowych, dlatego nadal duże znaczenie mają proste i tanie mierniki o ograniczonym zakresie stosowania. Jednym z najprostszych próbników diod i tranzystorów, produkowanych przemysłowo jest Semitest I firmy Rohde und Schwarz (rys. 7-65).



Rys. 7-65. Schemat próbnika „Semitest I”

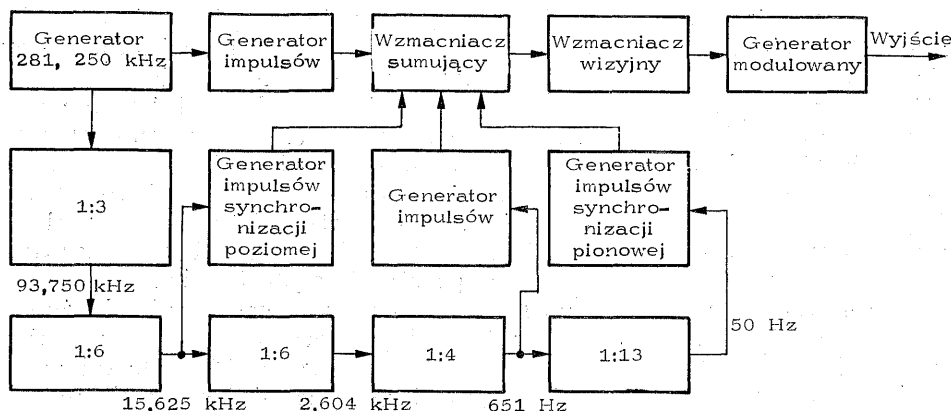
Diody, włożone do uchwytu w kierunku pokazanym na rysunku, sprawdza się w kierunku przewodzenia przy przełączniku *S1* w położeniu *n-p-n*, uzyskując wychylenie miernika, które może służyć np. do dobierania jednakowych rezystancji w kierunku przewodzenia. Prąd diody w kierunku zaporowym kontroluje się w położeniu *p-n-p*, przełącznika *S1*. Czułość miliamperomierza jest zbyt mała, aby uzyskać wychylenie wskazówki w przypadku dobrej diody, jedynie zwarcie złącza jest sygnalizowane. Tranzystory są sprawdzane przez wskazywanie prądu kolektora przy bazie zwartej z emiterem, w położeniu spoczynkowym przycisku *S3*, oraz po jego naciśnięciu — przy doprowadzeniu do bazy prądu, wynoszącego w przybliżeniu 10 µA lub 100 µA, co umożliwia określenie wzmocnienia prądowego dla prądu stałego. Przy zwarciu wyprowadzeń, przeznaczonych do sprawdzania diod, sprawdza się napięcie baterii.

Nieco bardziej złożony układ ma miernik parametrów tranzystorów bipolarnych i polowych firmy Heathkit IT-121 (rys. ■ 7-66 ■), który mierzy również jedynie parametry stałoprądowe. Oprócz mikroamperomierza z dużą skalą, na płycie czołowej przyrządu znajduje się 16 przełączników klawiszowych oraz dwa potencjometry. Potencjometr „beta cal” jest połączony z przełącznikiem: po wyciągnięciu gałki uzyskuje się pięciokrotne zwiększenie zakresu. Do zasilania zastosowano dwa ogniwa po 1,5 V. Zakresy pomiaru wzmocnienia prądowego wynoszą: 1 do 50, 5 do 250, 10 do 500, 50 do 2500 i 100 do 5000. Nachylenie charakterystyki tranzystorów polowych można mierzyć w zakresie od 0 do 50 mS. Prąd zerowy jest wskazywany w zakresach 100 µA, 1 mA, 10 mA, 100 mA, i 1 A. Poza pomiarami tranzystorów, przyrząd umożliwia również sprawdzenie diod, tyrystorów i tranzystorów jednozłączowych.

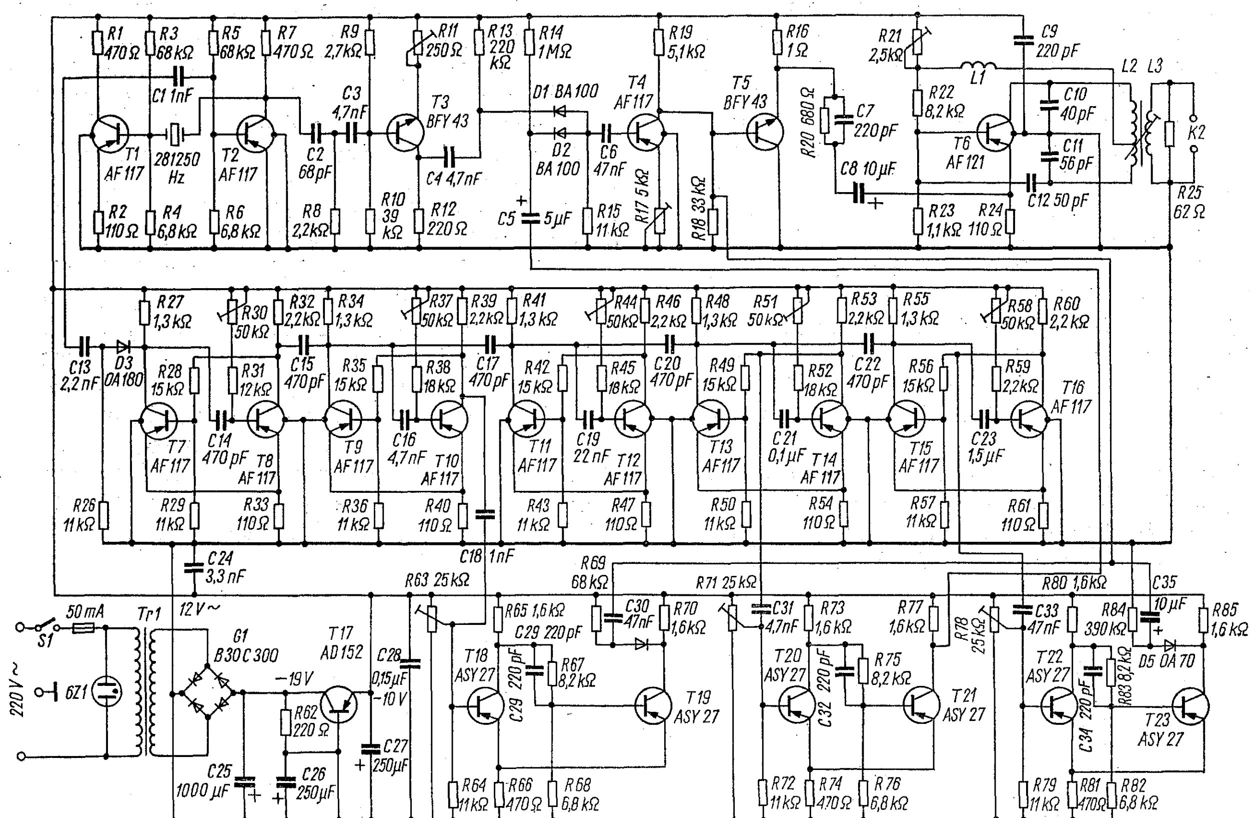
Dokładny opis rozwiązania układowego przekracza ramy tej książki i zostanie pominięty.

7.18 Generatory obrazu kraty do regulacji odbiorników telewizyjnych

Do ustawiania dynamicznej zbieżności w odbiorniku telewizji kolorowej używa się m. in. sygnału, wytwarzającego na ekranie cienkie jasne linie na czarnym tle. Niedoskonałość zbieżności wyraża się rozdzieleniem linii idealnie białych na linie przesunięte względem siebie i mające różne barwy. Wzór w postaci karty jest często emitowany przez stacje telewizyjne. Do naprawy i regulacji telewizorów są stosowane generatory, które zazwyczaj umożliwiają otrzymywanie kilku typów sygnałów. W większości zastosowań wystarcza wzór kraty, który można otrzymać przy zastosowaniu stosunkowo prostych układów. Przykładem takiego urządzenia jest generator Hautha [25], którego budowę objaśniają rys. 7-67 i 7-68. Zespoły generatora są sterowane przebiegiem o częstotliwości 281, 250 kHz, wytwarzanym przez generator kwar-



Rys. 7-67. Schemat blokowy generatora obrazu kraty



Rys. 7-68. Schemat generatora sygnału kraty Hautha [25]

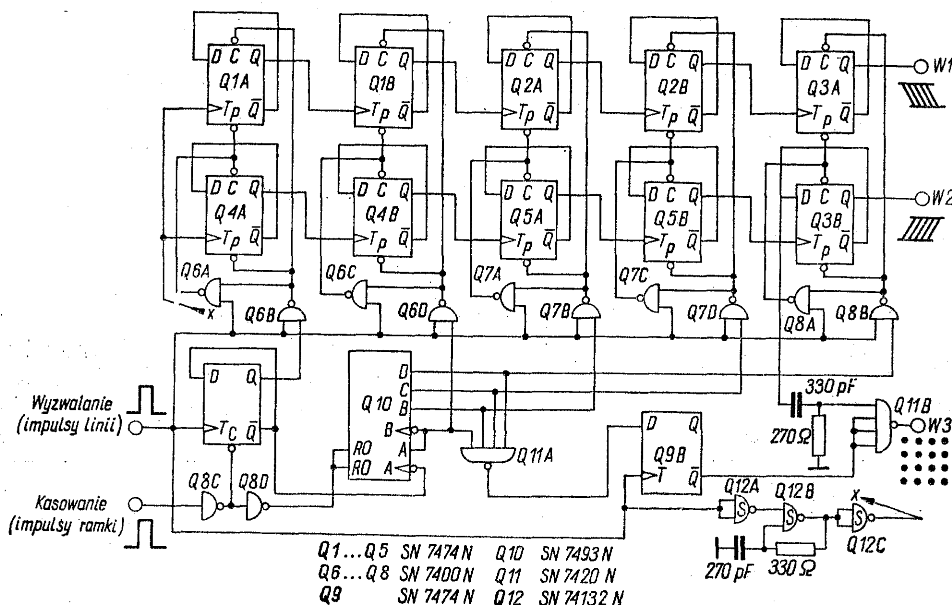
cowy. Przez podział tej częstotliwości i formowanie impulsów o odpowiedniej długości otrzymuje się linie poziome i pionowe na ekranie oraz impulsy synchronizacji. Dla uproszczenia układu przy zapewnieniu wystarczającej stabilności, w generatorze nie zastosowano przeplatania linii. Modulowany generator wielkiej częstotliwości umożliwia włączenie sygnału do wejścia antenowego odbiornika telewizyjnego, nastrojonego na kanał 2.

Generator częstotliwości sterującej 281, 250 kHz stanowi multiwibrator, utworzony przez tranzystory *T1* i *T2* o częstotliwości stabilizowanej kwarcem. Częstotliwość tego generatora jest 18 razy większa od częstotliwości linii, jednak na ekranie uzyskuje się mniej niż 18 linii pionowych, ze względu na czas potrzebny dla impulsu synchronizacji i dla powrotu strumienia. Przebieg prostokątny z generatora jest różniczkowany przez układ *C2, R8,* po czym steruje tranzystor *T3*. W ten sposób jest wytwarzany impuls o długości około 0,4 µs i amplitudzie ustawianej rezystorem *R11;* ten impuls po wzmocnieniu przez tranzystory *T4* i *T5* moduluje ge-

nerator wielkiej częstotliwości, wywołując na ekranie powstawanie cienkich jasnych linii. Przebieg prostokątny z kolektora tranzystora *T1* jest w podobny sposób różniczkowany przez układ *C13*, *R26* i użyty do wyzwalania uniwibratora *T7*, *T8*, przez co uzyskuje się podział częstotliwości przez 3. W stanie spoczynkowym tranzystor *T7* pozostaje odcięty, a tranzystor *T8* — nasycony. Po wyzwoleniu uniwibratora tranzystor *T7* nasyca się i uniwibrator przestaje reagować na impulsy wyzwalające. Dopiero po powrocie uniwibratora do stanu spoczynkowego może on zostać wyzwolony ponownie. Przez dobór stałej czasowej obwodu bazy tranzystora *T8* zapewnia się stabilne dzielenie częstotliwości przez 3. W analogiczny sposób działają pozostałe dzielniki, aż do stopnia z tranzystorami *T15*, *T16*, z którego otrzymuje się częstotliwość ramki. Jej wartość jest nieco większa od 50 Hz, co stanowi konsekwencję braku przeplatania linii. Impulsy tworzące linie poziome mają długość 64 μs, co odpowiada czasowi zajmowanemu przez jedną linię. Impulsy te wytwarza przerzutnik Schmitta z tranzystorami *T20*, *T21*, sterowany impulsem trójkątnym, uzyskanym dzięki stosunkowo dużej wartości stałej czasowej obwodu sprzęgającego, złożonego z kondensatora *C31*, rezystora *R72* i potencjometru *R71*, który umożliwia dobranie progu wyzwalania przerzutnika, a tym samym długości impulsu. W podobny sposób są wytwarzane impulsy synchronizacji poziomej o długości 5,2 μs w stopniu *T18*, *T19* i pojedyncze impulsy synchronizacji pionowej o długości 160 μs w układzie z tranzystorami *T22*, *T23*. Wszystkie wartości liczbowe odnoszą się do standardu telewizyjnego CCIR. Diody *D4* i *D5* nie dopuszczają do zakłócania pracy przerzutników sygnałem wizyjnym.

Generator wielkiej częstotliwości jest modulowany sygnałem wizyjnym, doprowadzonym do emitera tranzystora *T6*. Takie proste rozwiązanie powoduje wprawdzie modulację nie tylko amplitudy, ale i częstotliwości generatora, ale ze względu na stałą treść obrazu nie pogarsza długookresowej stałości częstotliwości.

Ze względu na to, że przy ustawianiu zbieżności statycznej punkty czerwone i zielone można przesuwać tylko pod kątem 120°, do tej czynności dogodny jest sygnał, dający na ekranie linie, przecinające się pod takim samym kątem. Układ do wytwarzania takiego sygnału został opracowany przez firmę Texas Instruments (rys. 7-69). Początek każdej linii wyzwala generator impulsów o częstotliwości około 4 MHz. Impulsy z tego generatora są doprowadzone do licznika modulo 32. Zróżniczkowany przebieg wyjściowy z tego licznika wywołuje na ekranie rozjaśnienie punktów, których liczba wynosi 9 na linię. Drugi licznik modulo 32 jest sterowany początkiem linii i powoduje przesunięcie stanu pierwszego licznika o jeden impuls z generatora 4 MHz po zaczęciu każdej następnej linii. Impuls wyzwalający powoduje przeniesienie stanu licznika linii do licznika punktów, co wywołuje pochylenie linii, utworzonych z punktów w kolejnych liniach obrazu. Drugą grupę linii, pochylonych w przeciwną stronę, uzyskuje się za pomocą jeszcze jednego licznika punktów, do którego przy każdym impulsie wyzwalającym dodaje się dopełnienie stanu licznika linii. Linie



Rys. 7-69. Układ do wytwarzania obrazu kraty z liniami przecinającymi się pod kątem 120° (Texas Instruments)

ukośne pochodzą z różniczkowania przedniej krawędzi impulsów wyjściowych licznika punktów. Krawędź tylna jest również różniczkowana, a otrzymane w ten sposób impulsy są bramkowane impulsami co 16 linii, dając siatkę punktów umieszczonych w środku rombów, utworzonych z przecinających się linii ukośnych. Oba liczniki punktów zbudowane zostały z przerzutników typu D, umieszczonych po dwa w układzie scalonym SN 7474 N. Licznik linii składa się z jednego przerzutnika D, również typu SN 7474 N, oraz licznika czterobitowego typu SN 7493 N. Wyzwalany generator 4 MHz jest zbudowany z zastosowaniem bramek z przerzutnikami Schmitta typu SN 74132 N. Sygnał z generatora jest doprowadzony do obu liczników punktów. Bez impulsu wyzwalającego wejścia kasujące *C* i ustawiające *P* otrzymują sygnał *H* i liczniki mogą działać. W czasie impulsu wyzwalającego następuje przekazywanie informacji z licznika linii do liczników punktów. W tym czasie na wejściu bramki *Q6B* panuje poziom *H*. Drugie wejście tej bramki jest połączone z wyjściem pierwszego stopnia dzielnika impulsów linii. Jeżeli w tym punkcie występuje również poziom H, wówczas na wyjściu bramki *Q6B* pojawi się poziom *L*, który przez wejście *P* przerzutnika *Q4A* ustawi go w stanie $Q = H$. W tym samym czasie jedno z wejść bramki *Q6A* ma poziom *L*, wobec czego jej wyjście nie wpływa na stan przerzutników, z którymi jest połączone. Jeżeli przerzutnik licznika linii *Q9A* znajdował się w stanie *L*, wyjścia bramek *Q6A* i *Q6B* osiągną stan przeciwny do opisanego, a przerzutnik *Q4A* zostanie sprowadzony do stanu $Q = L$. W ten sposób jest przekazywana informacja z licznika linii do licznika punktów. Przez zamianę wejść *C* i *P* przerzutników *Q1A* i *Q4A* uzyskuje się sterowanie pierwszego z nich dopełnieniem stanu licznika linii. Siatka złożona z punktów jest otrzymywana przez przetwarzanie sygnału co 16 linii. W tym czasie na wszystkich wyjściach licznika binarnego *Q10* panuje poziom *H*, zatem na wyjściu bramki *Q11A* występuje poziom *L*. Przerzutnik *Q9B* jest wykorzystany jako inwerter; na jego wyjściu $\bar{Q}$ pojawia się poziom *H*, który zostaje doprowadzony do bramki *Q11B* łącznie ze zróżniczkowanym tylnym zboczem impulsu z ostatniego stopnia licznika punktów.

7.19 Precyzyjny przetwornik częstotliwość-napięcie

Potrzeba zamiany wartości częstotliwości sygnału na napięcie stałe występuje w wielu układach pomiarowych, np. wskazówkowych miernikach częstotliwości, tachometrach, albo w przypadku wykreślania charakterystyki częstotliwościowej, szczególnie wtedy, gdy nie jest dostępny sygnał, stanowiący analog częstotliwości pomiarowej. Klasycznym sposobem zamiany wartości częstotliwości na wartość napięcia stałego jest formowanie impulsów o stałej energii, wyzwalanych każdym okresem mierzonej częstotliwości i przepuszczenie tak otrzymanego przebiegu przez filtr dolnoprzepustowy. Przy wykorzystaniu do tego celu uniwibratora występują błędy, wywołane nie tylko wpływem napięcia zasilania i temperatury na długość impulsów, ale również zależnością długości impulsów od częstotliwości sygnału, powodowaną przez niecałkowity powrót napięcia na kondensatorze do stanu wyjściowego.

Wszystkie wymienione przyczyny błędów eliminuje układ, pokazany na rys. 7-70. Jego zasada jest taka sama, jak w przypadku rozwiązania klasycznego, jednak zamiast generatora impulsów z układem *RC* zastosowano specjalny układ formujący impulsy o długości określonej przez okres generatora kwarcowego, i o amplitudzie określonej przez diodę Zenera, zasilaną stałym prądem. Sygnał wejściowy może mieć częstotliwość zawartą w zakresie od 1 Hz do 1 MHz. Dolną granicę narzuca trudność zapewnienia wystarczającej filtracji napięcia wyjściowego przy zadowalającej prędkości reakcji na zmiany wartości częstotliwości. Górna granica częstotliwości jest związana z prędkością przełączania układów cyfrowych oraz tranzystorów polowych, użytych jako przełączniki. Kształt sygnału wejściowego jest normalizowany przez układ złożony z tranzystora polowego, tranzystora bipolarnego i czterech inwerterów z układu scalonego typu SN 7404 N. Układ rezystorów i diod na wejściu zabezpiecza przed uszkodzeniem przy zbyt dużej wartości napięcia i wyrównuje czułość w szerokim zakresie częstotliwości. Tranzystory pracują w układzie wtórnika w celu transformacji impedancji. Pierwszy inwerter działa w przybliżeniu liniowo, dzięki rezystorowi, włączonemu między wyjście i wejście, który polaryzuje wstępnie wejście, zwiększając czułość tego stopnia do poziomu wynoszącego kilkadziesiąt miliwoltów. Następne dwa inwertery tworzą przerzutnik Schmitta, a ostatni normalizuje sygnał do poziomów wymaganych przez układy TTL. Dwa przerzutniki JK typu SN 7476 N formują przy każdym okresie częstotliwości wejściowej jeden impuls o czasie trwania równym dokładnie okresowi częstotliwości zegarowej, doprowadzonej do wejść *T*. Ponieważ przerzutniki tego typu reagują na stan



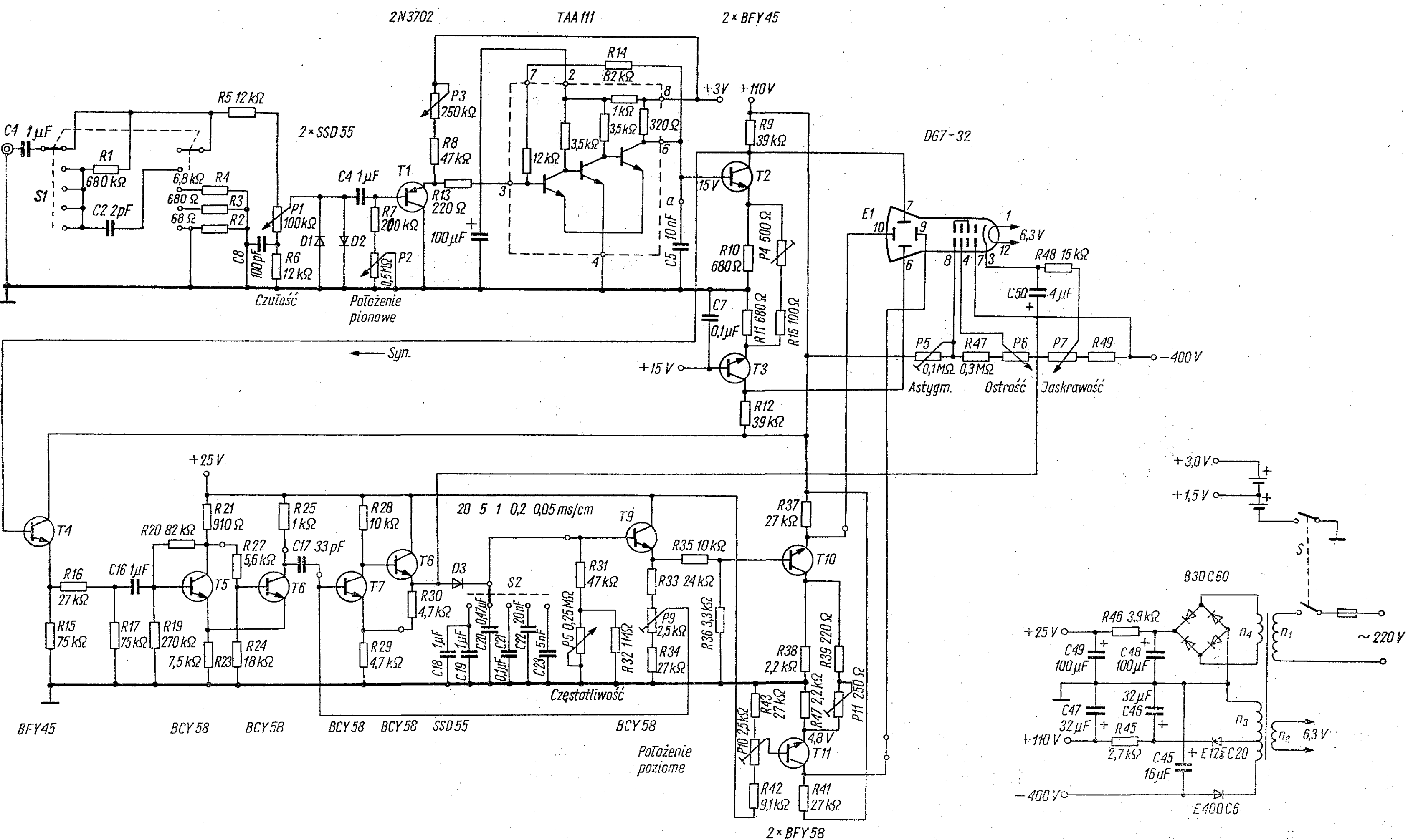
Rys. 7-70. Schemat precyzyjnego konwertera częstotliwości na napięcie

wejścia *J* tylko podczas stanu *H* na wejściu *T*, współczynnik wypełnienia impulsów zegarowych ma wartość bardzo dużą, po to by zwiększyć prawdopodobieństwo wyzwolenia układu impulsem wejściowym o fazie przypadkowej względem częstotliwości zegarowej. W tym celu impulsy zegarowe są formowane przez uniwibrator SN 74121 N, pracujący bez zewnętrznej pojemności dla wytwarzania przebiegu, którego stan *L* trwa tylko tak długo, jak to jest potrzebne dla poprawnego sterowania przerzutników. Częstotliwość zegarowa pochodzi z generatora kwarcowego o częstotliwości 2,4 MHz, zbudowanego z zastosowaniem trzech bramek układu SN 7400 N. Cztery dzielniki dekadowe umożliwiają wybranie wartości częstotliwości zegarowej, zapewniającej optymalne wykorzystanie zakresu napięcia wyjściowego. Oznaczenia na przełączniku odpowiadają maksymalnej wartości częstotliwości, której odpowiada napięcie wyjściowe 10 V. Impulsy o znormalizowanej długości z obu wyjść pierwszego przerzutnika J—K nie mają ściśle zdefiniowanej amplitudy, dlatego zostały wykorzystane jedynie do sterowania przełączników tranzystorowych, włączających wzorzec napięcia. Rolę tych przełączników spełniają tranzystory polowe *T5* i *T6*. Ponieważ napięcie dla ich sterowania musi być większe od poziomu napięcia z przerzutników, tranzystory *T3* i *T4* dokonują przesunięcia poziomu. Napięcie wzorcowe pochodzi z diody Zenera, zasilanej prądem stabilizowanym przez tranzystor *T7*. Napięcie znamionowe tej diody zostało wybrane tak, aby uzyskać możliwie małą wartość współczynnika temperaturowego napięcia. Tranzystory *T5* i *T6* przewodzą na przemian; na wyjściu przełącznika panuje albo napięcie równe napięciu diody, albo napięcie zerowe. Przebieg z wyjścia przełącznika, o dokładnie określonej amplitudzie i długości impulsów i o częstotliwości równej częstotliwości przebiegu wejściowego, jest doprowadzony do prostego filtru dolnoprzepustowego drugiego rzędu. Drugi wzmacniacz operacyjny dopasowuje poziom napięcia wyjściowego, umożliwiając uzyskanie odpowiedniej wartości czułości, która wynosi dla najwyższego zakresu 10 V/MHz. Przełączanie zakresów zostało wprowadzone jedynie po to, aby uzyskać pełne napięcie wyjściowe przy mniejszych wartościach częstotliwości. Bardzo duża liniowość charakterystyki umożliwia uzupełnienie konwertera wzmacniaczem logarytmicznym dla uzyskania konwersji logarytmicznej, wygodnej w niektórych zastosowaniach, np. dla automatycznego wykreślania charakterystyk urządzeń elektroakustycznych.

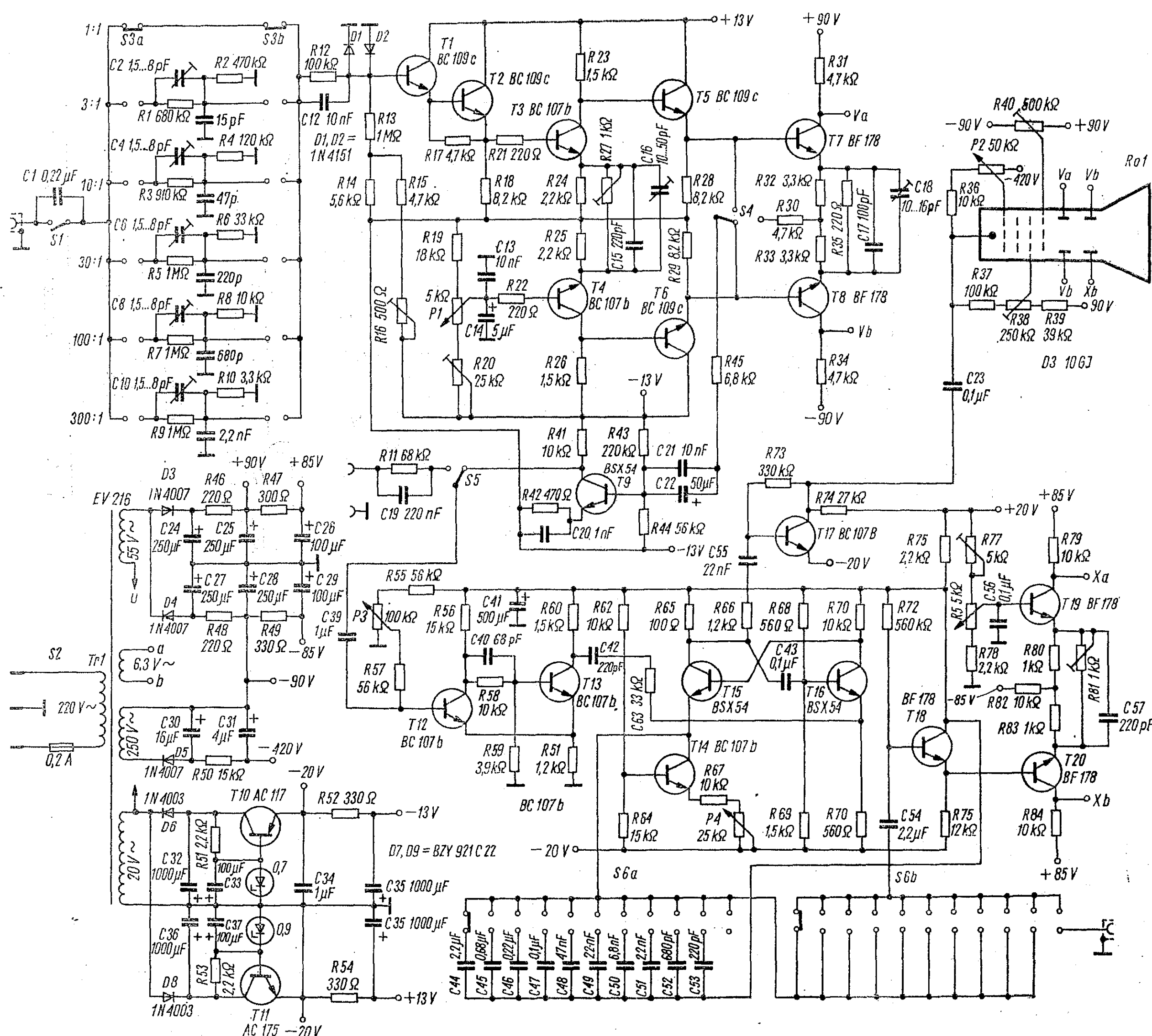
7.20 Oscyloskopy

Oscyloskop tranzystorowy nie stanowi już specjalnego rozwiązania konstrukcyjnego, okupionego gorszymi parametrami czy wyższą ceną. Szerokie zastosowanie przyrządów półprzewodnikowych nie tylko umożliwia wprowadzenie zasilania bateryjnego, ale wielu cech nowoczesnych oscyloskopów, takich jak cyfrowe układy do pomiaru napięcia i czasu, lub przedstawianie danych alfanumerycznych na ekranie razem z oscylogramem, nie można sobie nawet wyobrazić w wersji lampowej. Tutaj ograniczymy się do omówienia najprostszych układów.

Bardzo ekonomiczne rozwiązanie reprezentuje oscyloskop „Oscillarzet M765" firmy Siemens (rys. 7-71). Jego wymiary wynoszą 259×130×210 mm, masa 2 kg, użyteczne wymiary ekranu 50×40 mm. Zasilanie oscyloskopu jest mieszane: z sieci pobiera on moc 10 W, a z dwóch ogniw 1,5 V — 15 mW. Oscyloskop umożliwia śledzenie przebiegów o częstotliwości od 5 Hz do 100 kHz przy spadku czułości o 3 dB i prędkości narastania 3,5 µs. Dzielnik wejściowy ma pięć położeń przełącznika, odpowiadających czułości od 1 mV/cm do 10 V/cm. Impedancja wejściowa na najczulszym zakresie wynosi 70 kΩ, na pozostałych 700 kΩ. Ze względu na małą szerokość pasma, układ wejściowy może być bardzo prosty. Potencjometr *P1* umożliwia płynną zmianę czułości. Diody zabezpieczają przed nadmiernym napięciem sygnału, który na pierwszym zakresie może mieć wartość 50 V, a na pozostałych 500 V. Tranzystor *T1* pracuje jako wtórnik emiterowy. Potencjometrem *P2* można przesuwać plamkę w kierunku pionowym, potencjometr *P3* służy do dobierania punktu pracy. Prosty wzmacniacz scalony typu TAA 111, zawierający trzy stopnie, daje wzmocnienie równe 100. Wartość wzmocnienia ustala zewnętrzny rezystor sprzężenia zwrotnego *R14*. W stopniu wyjściowym jest sterowany tylko tranzystor *T2*, który wytwarza sygnał sterujący dla tranzystora *T3* na swoim rezystorze emiterowym. Z kolektora tranzystora *T2* pochodzi sygnał synchronizacji dla generatora odchylania poziomego, sterujący wtórnik emiterowy z tranzystorem *T4*, a za jego pośrednictwem — przerzutnik Schmitta *T5, T6*. Polaryzacja bazy tranzystora *T5* i obecność kondensatora *C16* sprawiają, że przy braku sygnału ze wzmacniacza odchylania pionowego układ pracuje z częstotliwością 25 Hz i daje sygnał wyzwalający generator podstawy czasu. Dodatni impuls na bazie tranzystora *T7* powoduje jego nasycenie i ob-



Rys. 7-71. Schemat oscyloskopu Siemens M 765

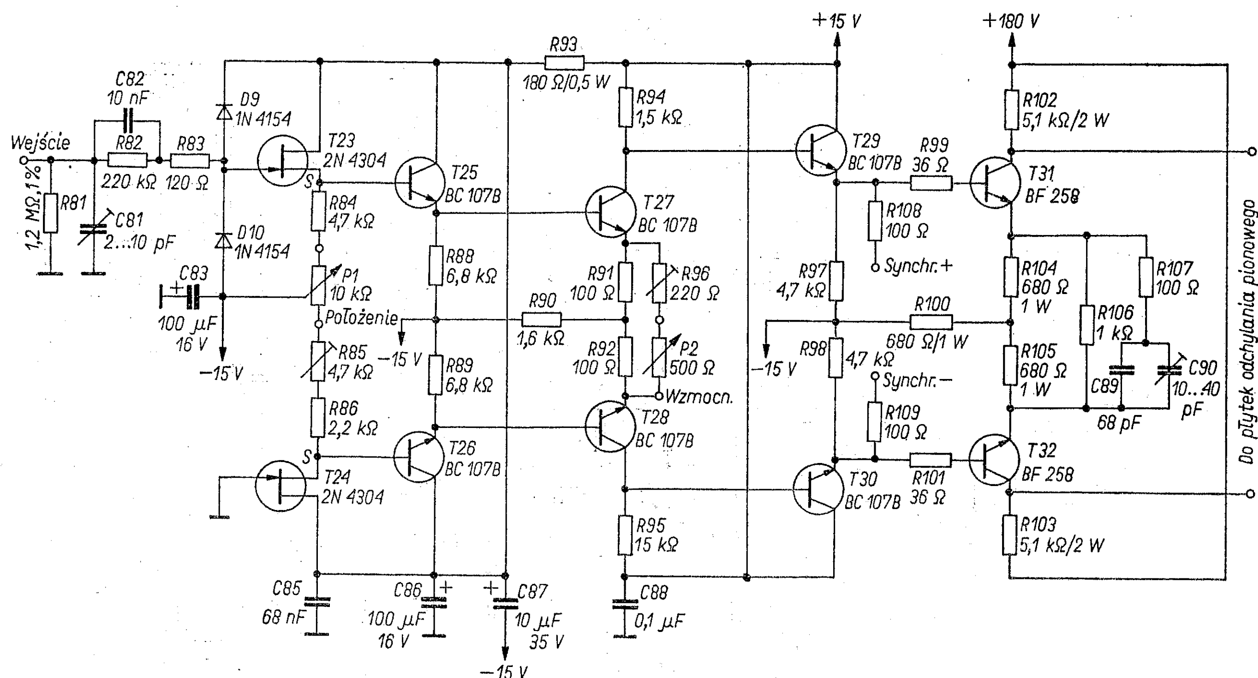


Rys. 7-72. Schemat oscyloskopu Diefenbacha [26]

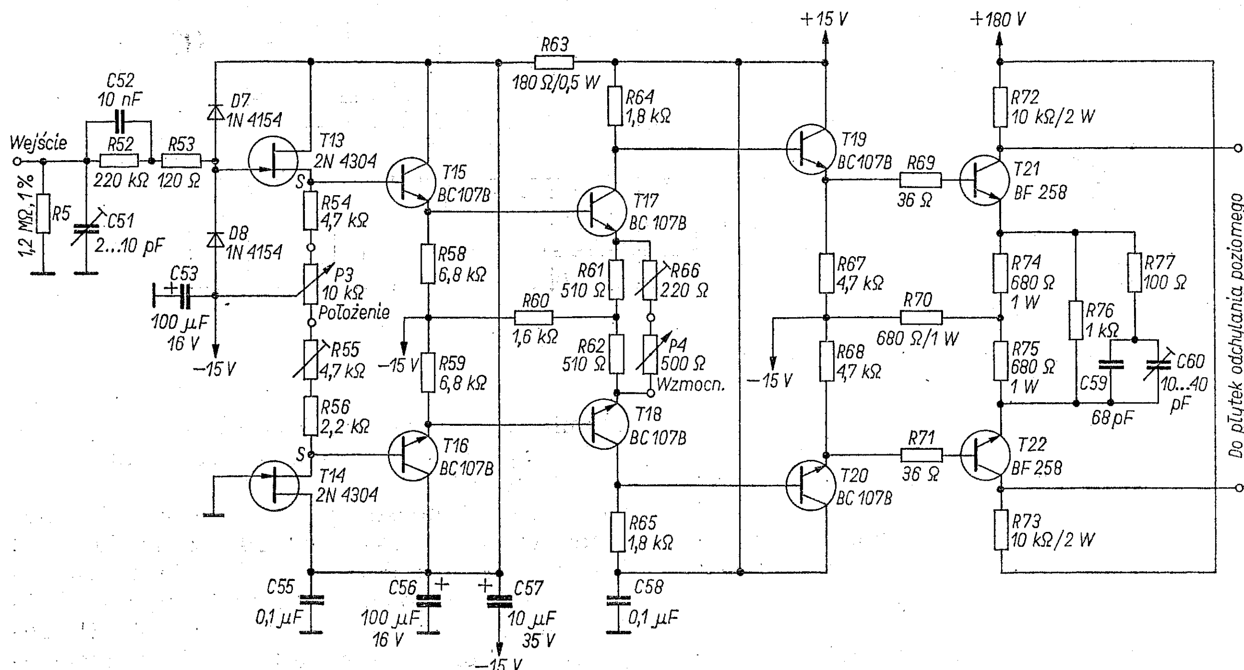
niżenie napięcia na bazie tranzystora *T8*. Przestaje przewodzić dioda *D3*, a kondensator wybrany przełącznikiem *S2* rozładowuje się przez rezystory *R31*, *R32* i *P8*. Wtórnik emiterowy *T9* zapobiega obciążaniu kondensatora przez wejście wzmacniacza odchylania poziomego. Stopień wyjściowy jest sterowany podobnie jak we wzmacniaczu odchylania pionowego. Dodatkowo, napięciem bazy tranzystora *T11* ustala się położenie plamki w kierunku poziomym.

Mały oscyloskop Diefenbacha (rys. 7-72), przeznaczony do amatorskiej budowy, ma dobre parametry mimo dużej prostoty układu. Pasmo częstotliwości wynosi 0 do 6,5 MHz przy spadku czułości o 3 dB, a do 10 MHz przy spadku o 6 dB. Maksymalna czułość jest równa 50 mV/cm. Wzmacniacz *Y* ma rezystancję wejściową 1 MΩ i pojemność wejściową 32 pF. Tłumik wejściowy ma kompensację częstotliwościową i umożliwia ustawienie tłumienia od 1 : 1 do 300 : 1.

Częstotliwość podstawy czasu może być zmieniana w 10 zakresach od 10 Hz do 200 kHz i płynnie w stosunku 1 : 3,5. Wejście wzmacniacza *X* jest dostępne; jego czułość wynosi około 1,5 V/cm, rezystancja wejściowa 400 kΩ, pojemność 10 pF. Zakres częstotliwości wzmacniacza odchylania poziomego wynosi od 2 Hz do 1,5 MHz przy spadku wzmocnienia o 3 dB. Pierwsze dwa stopnie wzmacniacza *Y* tworzą wtórniki emiterowe dla zwiększenia impedancji wejściowej. Punkt pracy pierwszego stopnia i całego wzmacniacza ustala rezystor *R13* oraz dzielnik napięcia *R14* do *R16*. Rezystancję wejściową określa przede wszystkim wartość rezystora *R13*. W następnym stopniu, obejmującym



Rys. 7-73. Wzmacniacz odchylania pionowego oscyloskopu ROG 7 GLT



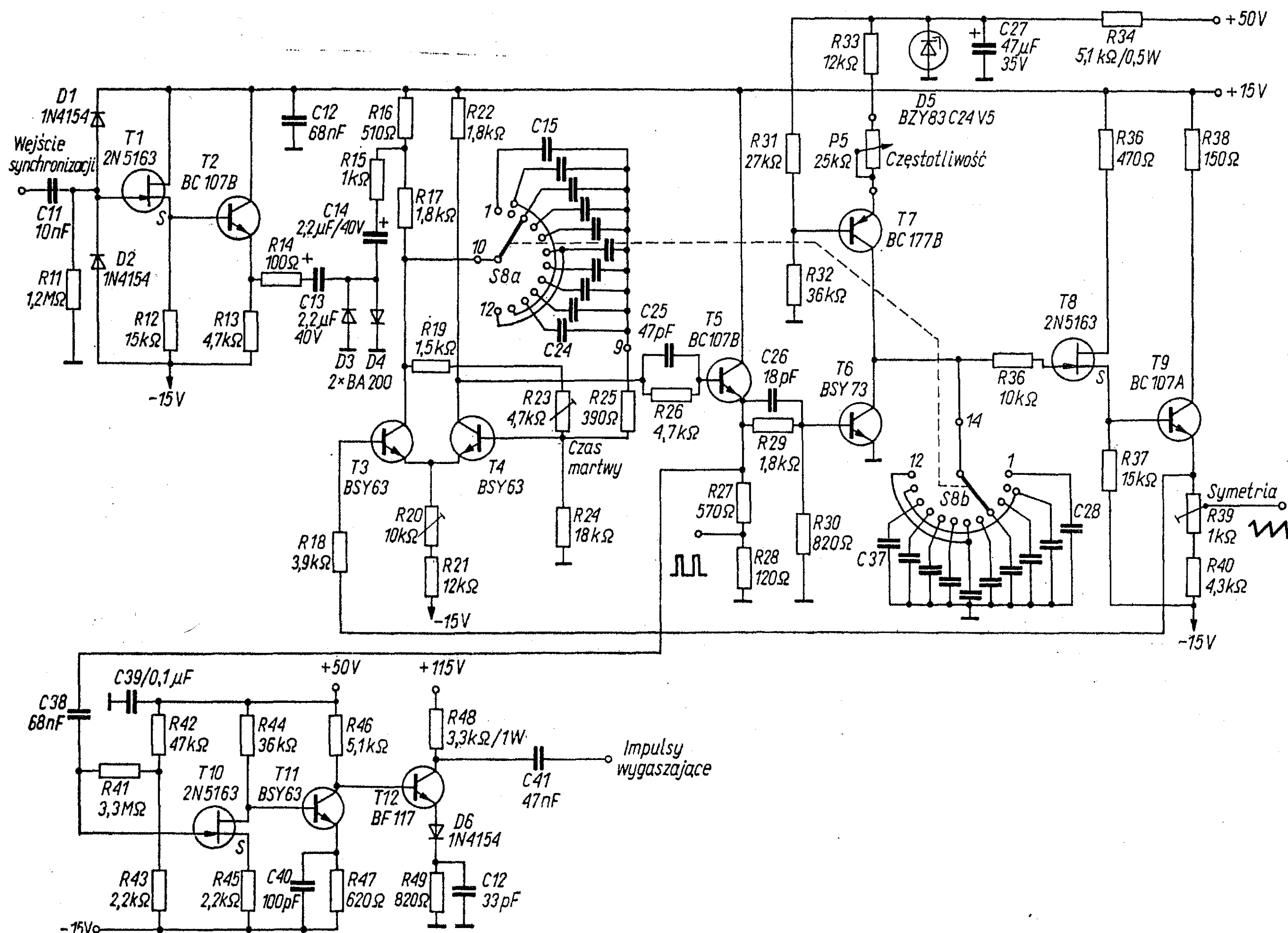
Rys. 7-74. Schemat wzmacniacza odchylania poziomego

tranzystory *T3* i *T4*, następuje odwracanie fazy przez sprzężenie emiterowe. Kondensatory w obwodzie emiterów tego stopnia i stopnia wyjściowego zapewniają kompensację częstotliwościową. Napięcie doprowadzone do bazy tranzystora *T4* z potencjometru *P1* umożliwia przesuwanie plamki na ekranie o 80 mm od położenia środkowego. Przedostatni stopień wzmacniacza z tranzystorami *T5* i *T6* ma układ wtórnika emiterowego, po to by stopień końcowy nie obciążał tranzystorów wzmacniających napięcie sygnału, a także dla zapewnienia małej impedancji źródła sterującego stopień końcowy, co jest istotne ze względu na zasilanie tranzysto-

rów *T7* i *T8* wysokim napięciem. Z wtórnika emiterowego *T5*, względnie *T6* pochodzi również sygnał synchronizacji wewnętrznej o kierunku wybieranym przełącznikiem *S4*. Sygnał synchronizacji jest wzmacniany przez tranzystor *T9*. Sygnał synchronizacji może również pochodzić z zewnątrz. Przełącznik *S5* znajduje się wówczas w położeniu przeciwnym do narysowanego, a generator podstawy czasu jest sychronizowany impulsami ujemnymi o amplitudzie około 1 V.

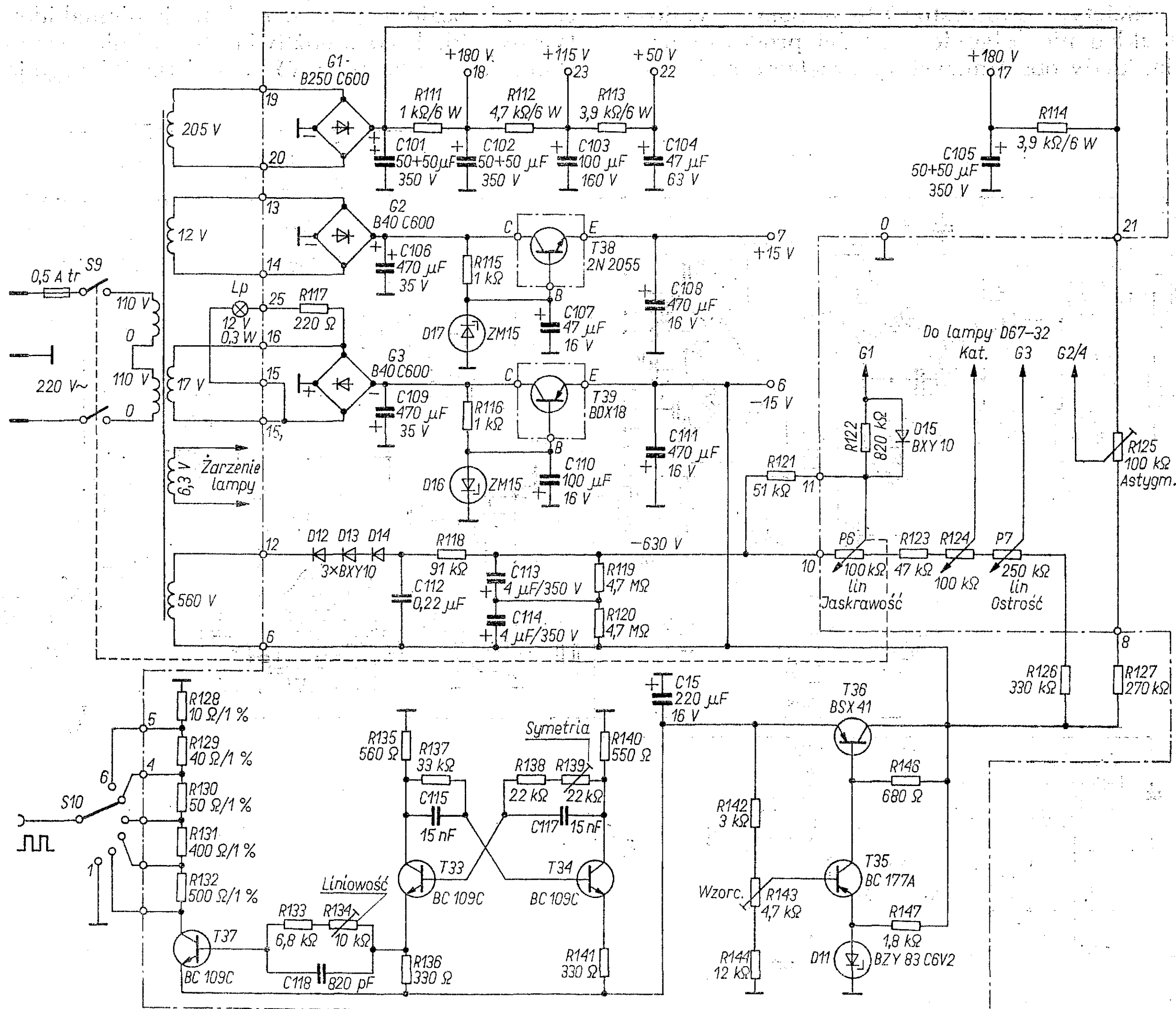
Sygnał synchronizacji jest formowany przez przerzutnik Schmitta z tranzystorami *T12, T13* o progu ustawianym przy pomocy potencjometru *P3*. Generator napięcia piłokształtnego tworzą tranzystory *T14* do *T16*. Tranzystor *T14* pracuje jako generator stałego prądu o wartości nastawianej potencjometrem *P4*. Podczas liniowego wzrostu napięcia na kondensatorze wybranym przełącznikiem *S6a* tranzystor *T15* pozostaje odcięty, a tranzystor *T16* — nasycony, dopóki układ nie osiągnie wartości progowej napięcia, kiedy oba tranzystory przełączają się reakcyjnie, a kondensator wyznaczający częstotliwość zostaje rozładowany przez tranzystor *T15* i rezystor *R65*. Przebieg piłokształtny jest doprowadzony do wzmacniacza *X* przez wtórnik z tranzystorem *T18*. Potencjometr *P5* umożliwia przesunięcie plamki o 40 mm w każdą stronę w kierunku poziomym. Średnica lampy oscyloskopowej wynosi 3 cm. Pracuje ona przy stosunkowo niskim napięciu. Ostrość i astygmatyzm wymagają tylko jednorazowego ustawienia potencjometrów. Jaskrawość reguluje się za pomocą potencjometru *P2*. Impulsy wygaszające plamkę podczas drogi powrotnej są doprowadzone z kolektora tranzystora *T17* do katody lampy.

Oscyloskop ROG 7 GLT firmy Radio Rim, przeznaczony do budowy amatorskiej z zestawu fabrycznych części i zespołów, ma budowę modułową, ułatwiającą nie tylko montaż i uruchomienie, ale również naprawy. Wzmacniacz odchylania pionowego (rys. 7-73) i wzmacniacz odchylania poziomego (rys. 7-74) mają niemal identyczny układ, co umożliwia stosowanie oscyloskopu jako wskaźnika *XY*, przedstawiającego je-

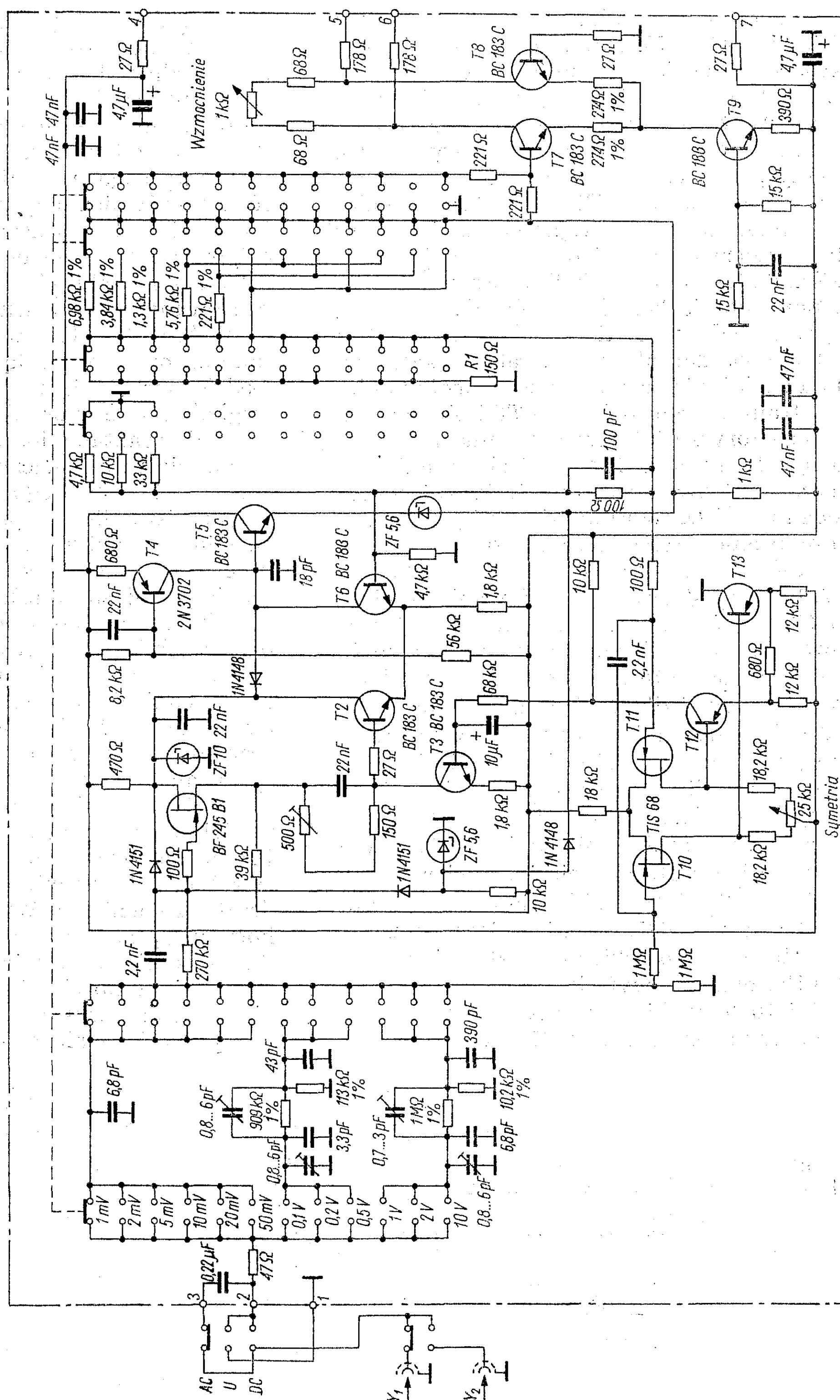


Rys. 7-75. Układ podstawy czasu oscyloskopu ROG 7 GIT

den parametr wyrażony analogowym napięciem jako funkcję drugiego. Jest pożądane przy tym, aby oba wzmacniacze były możliwie jednakowe dla zmniejszenia zniekształceń wykresu, powodowanych przez różne przesunięcia fazowe. Kanał Y oscyloskopu ma czułość podstawową 30 mV/cm i zakres 0 do 10 MHz przy zmniejszeniu czułości o 3 dB. Czas narastania impulsu nie przekracza 25 ns. Oprócz tłumika przełączalnego, nie pokazanego na rysunku, wzmacniacz jest wyposażony w potencjometr umożliwiający płynną zmianę czułości. W stopniu wejściowym pracują tranzystory polowe w układzie wtórnika źródłowego. Wejście jest niesymetryczne; tranzystor *T24* został zastosowany w celu zapewnienia całkowitej symetrii układu, potrzebnej dla stabilności wzmacniacza ze sprzężeniem bezpośrednim. Źródłem wzmocnienia napięciowego są tylko tranzystory *T25* i *T26* oraz *T31* i *T32*. Pozostałe pracują jako wtórniki emiterowe. Dopiero w trzecim stopniu wzmacniacza pojawia się symetryczny sygnał wejściowy, dzięki sprzężeniu między emiterami. Napięcie do synchronizacji generatora podstawy czasu jest brane z emitera tranzystora *T29*, względnie *T30*. Kompensację spadku wzmocnienia przy wielkich częstotliwościach wprowadzono jedynie w stopniu wyjściowym. Wzmacniacz odchylania poziomego (rys. 7-74) różni się od wzmacniacza Y jedynie wartościami rezystorów w stopniach wyznaczających wzmocnienie. Jego czułość wynosi 100 mV/cm, co tłumaczy się mniejszą czułością płytek odchylania poziomego. Zwiększenie rezystancji obciążenia wzmacniacza dla skompensowania mniejszej czułości odchylania pociąga za sobą zmniejszenie szerokości pasma do 7 MHz i zwiększenie czasu narastania do 40 ns.



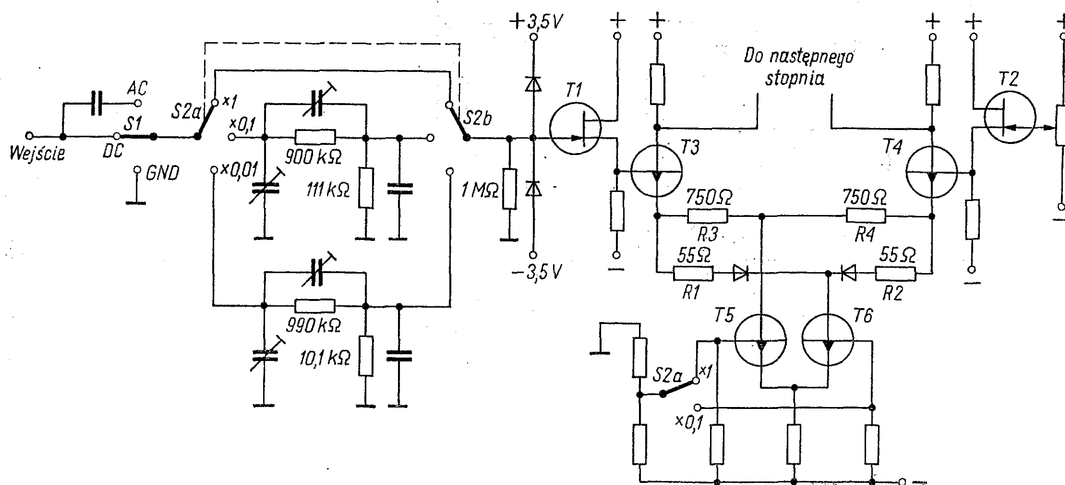
Rys. 7-76. Schemat zasilacza i kalibratora napięcia



Rys. 7-77. Wzmacniacz wstępny odchylania pionowego oscyloskopu GBO 3326 firmy Nordmende

Układ generatora napięcia podstawy czasu przedstawia rys. 7-75. Napięcie rosnące liniowo uzyskuje się przez ładowanie jednego z kondensatorów *C28* do *C37* stałym prądem, stabilizowanym przez tranzystor *T7*. Rozładowanie tego kondensatora odbywa się przez tranzystor *T6*, sterowany przez wtórnik *T5* impulsem z uniwibratora z tranzystorami *T3* i *T4*. Czas rozładowania kondensatora określającego częstotliwość podstawy czasu musi być dobrany do jego pojemności, dlatego okres uniwibratora zmienia się przez przełączanie kondensatorów *C15* do *C24*, przełączanych drugą płytką przełącznika *S8*. Dla oddzielenia kondensatora generatora podstawy czasu od obciążenia, zastosowano wtórnik napięciowy z tranzystorem polowym *T8* i bipolarnym *T9*. Tranzystory *T1* i *T2* tworzą wzmacniacz napięcia synchronizacji. Jego wejście zostało zabezpieczone od zbyt dużego napięcia wejściowego diodami *D1* i *D2*, ograniczającymi poziom napięcia na bramce tranzystora *T1* do wartości napięcia zasilania, to znaczy +15 V, względnie −15 V. Impulsy sterujące rozładowanie kondensatora *C28* do *C37* z emitera tranzystora *T5* są doprowadzone do gniazdka, a po wzmocnieniu przez tranzystory *T10* do *T12* — do siatki lampy oscyloskopowej dla wygaszania plamki podczas drogi powrotnej. Dioda *D6* zabezpiecza tranzystor *T12* przed zbyt dużym napięciem baza-emiter. W zasilaczu (rys. 7-76) stabilizacją są objęte tylko napięcia +15 V i −15 V. Osobny stabilizator z tranzystorami *T35* i *T36* dostarcza napięcia dla kalibratora napięcia, zawierającego tranzystory *T33* i *T34* w układzie multiwibratora, oraz tranzystor *T37*, pracujący jako przełącznik. Częstotliwość przebiegu z kalibratora wynosi 2 kHz, napięcie wyjściowe ma wartość 0,1, 0,5, 1, 5 i 10 V, wybieraną przełącznikiem *S10*. Moc pobierana z sieci wynosi 27 VA.

Na rysunku 7-77 pokazano schemat wzmacniacza wstępnego oscyloskopu typu GBO 3326 firmy Nordmende. W jego układzie zastosowano kilka interesujących rozwiązań, zmierzających do obniżenia kosztu urządzenia bez uszczerbku dla jego dokładności. Przełączany tłumik wejściowy wymaga nie tylko precyzyjnych rezystorów, ale również indywidualnego dobierania pojemności do kompensacji odchyłek tłumienia w całym zakresie częstotliwości. Oscyloskop GBO 3326 ma 12 zakresów czułości, ale liczba kompensowanych ogniw tłumika została ograniczona do dwóch. Pozostałe wartości czułości są dobierane za pomocą przełącznika rezystorów w obwodzie sprzężenia zwrotnego wzmacniacza. Ze względu na ich stosunkowo małą wartość, kompensacja reaktancyjna nie jest potrzebna. Przyczynia się to do znacznego zmniejszenia pracochłonności wstępnego zestrajania oscyloskopu i zmniejsza liczbę precyzyjnych rezystorów. Drugim czynnikiem, wpływającym na koszt precyzyjnego oscyloskopu, jest trudność połączenia dużej stabilności i dużego wzmocnienia szerokopasmowego wzmacniacza ze sprzężeniem bezpośrednim. Ta trudność została ominięta przez wprowadzenie układu kompensującego dryft napięcia stałego. Funkcję tę spełniają tranzystory *T10* do *T13*, tworzące wzmacniacz różnicowy i tranzystor *T3*, który pracuje jako sterowane źródło stałego prądu. Tranzystory *T10* i *T11* są sterowane różnicowo napięciem wejściowym wzmacniacza i napięciem występującym na rezystorze równoległym sprzężenia zwrotnego *R1*. Różnica tych napięć reprezentuje dryft wzmacniacza. Wzmocnione napięcie błędu koryguje prąd dostarczany przez tranzystor *T3*. Zaletę takiego rozwiązania stanowi fakt, że wzmacniacz korekcyjny nie musi mieć szerokiego pasma, wystarczy aby jego wzmocnienie dla napięcia stałego było odpowiednio duże,



Rys. 7-78. Układ zmiany wzmocnienia w oscyloskopie Hewlett-Packard 1220A

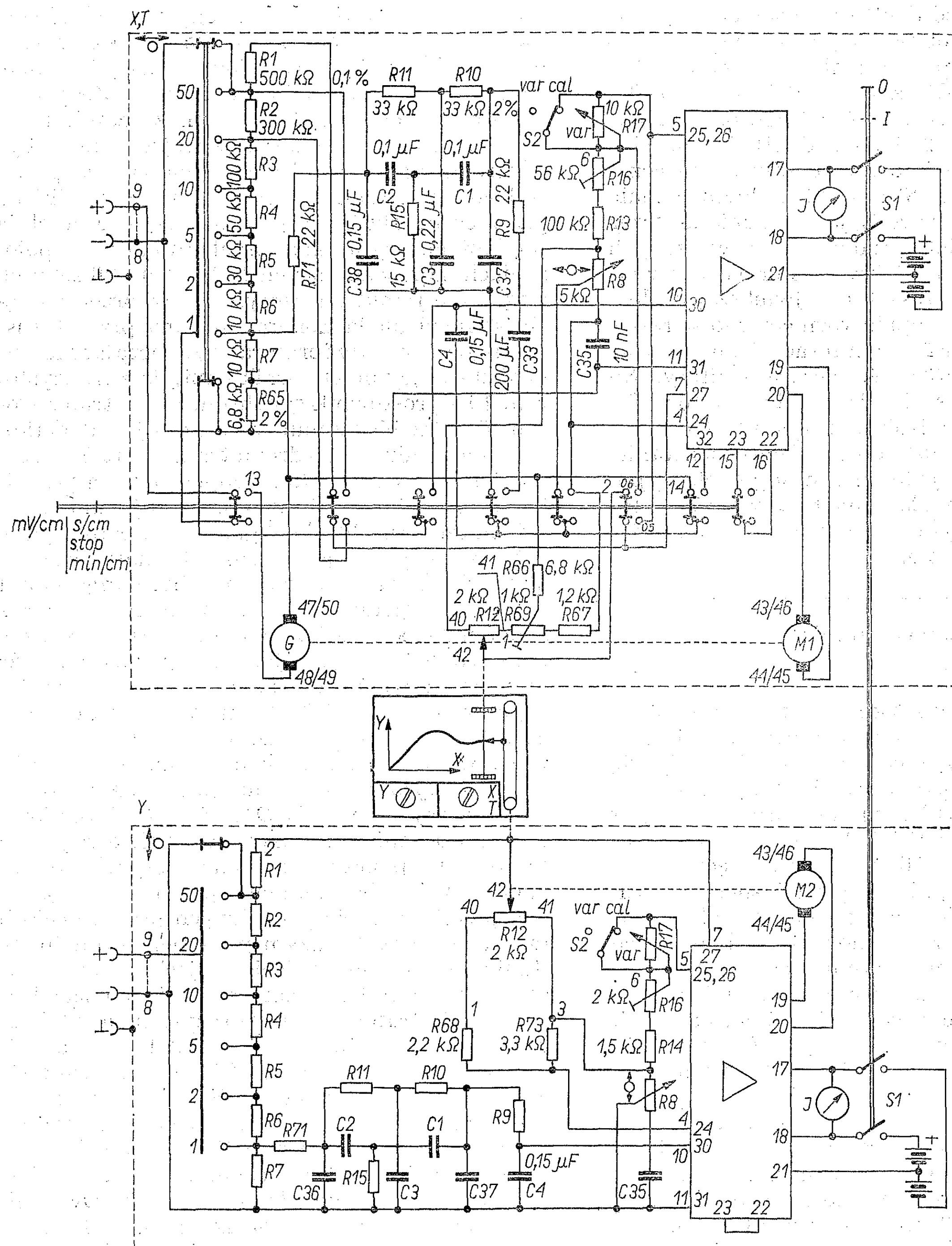
a dryft mniejszy od dryftu wzmacniacza sygnału. W sposób podobny do poprzedniego opisanego odbywa się przełączanie czułości w oscyloskopie Hewlett-Packard 1220A (rys. 7-78). Przełącznik czułości ma 12 położeń odpowiadających czułości od 2 mV/cm do 10 V/cm. Tłumik wejściowy zawiera dwa ogniwa, przełączane przełącznikiem *S2a* i *S2b*. Wzmocnienie wzmacniacza różnicowego jest zmieniane przez przełączanie źródeł prądowych utworzonych z tranzystorów *T5* i *T6*. Tranzystor *T6* jest włączony na trzech zakresach o największej czułości, a wzmocnienie stopnia różnicowego określają rezystory *R1* i *R2* w emiterach tranzystorów oraz rezystancja *R3*+*R4*, łącząca emitery. Na pozostałych zakresach działa tranzystor *T5*, a diody szeregowe izolują rezystory *R1* i *R2*, zmniejszając wzmocnienie dziesięciokrotnie. Podobny układ w jednym z następnych stopni ma trzy zespoły przełączanych rezystorów, które umożliwiają wybranie mnożnika wzmocnienia równego 1, 2 lub 5.

7.21 Rejestratory kompensacyjne

Wprowadzenie tranzystorów, a szczególnie układów scalonych do serwomechanizmów rejestratorów kompensacyjnych sprawiło, że stały się one przyrządami przenośnymi i zyskały wielką popularność. Przykładem miniaturyzacji jest rejestrator Minigor RE 501 firmy Goerz Electro. Rejestrator umożliwia zapis napięcia stałego w funkcji czasu, albo zapis zależności dwóch napięć stałych. Małe zużycie mocy umożliwia zasilanie przyrządu z wbudowanych baterii, co przyczynia się do zwiększenia jego ruchliwości i usuwa jedno ze źródeł zakłóceń. Wymiary wykresu wynoszą 10 cm na osi Y i 15 cm na osi X. Przy wykorzystaniu funkcji $y = f(t)$ i użyciu taśmy papierowej czas zapisu jest ograniczony tylko jej długością. Czas przejścia osi Y i X wynosi odpowiednio 0,5 i 0,7 s. Czułość na każdej osi jest przełączana w 6 zakresach, od 1 do 50 mV/cm. Dodatkową gałką można na każdym zakresie zwiększyć czułość do 2,5 wartości kalibrowanej. Zapis odbywa się na zwykłym papierze piórkiem włóknistym, albo na papierze woskowanym pisakiem szafirowym. Do zasilania każdego z dwóch serwomechanizmów służy bateria z 4 ogniw R20, wystarczająca na 50 do 100 godzin pracy. Wymiary przyrządu wynoszą 205×206×105 mm, a jego masa z bateriami około 3,5 kg.

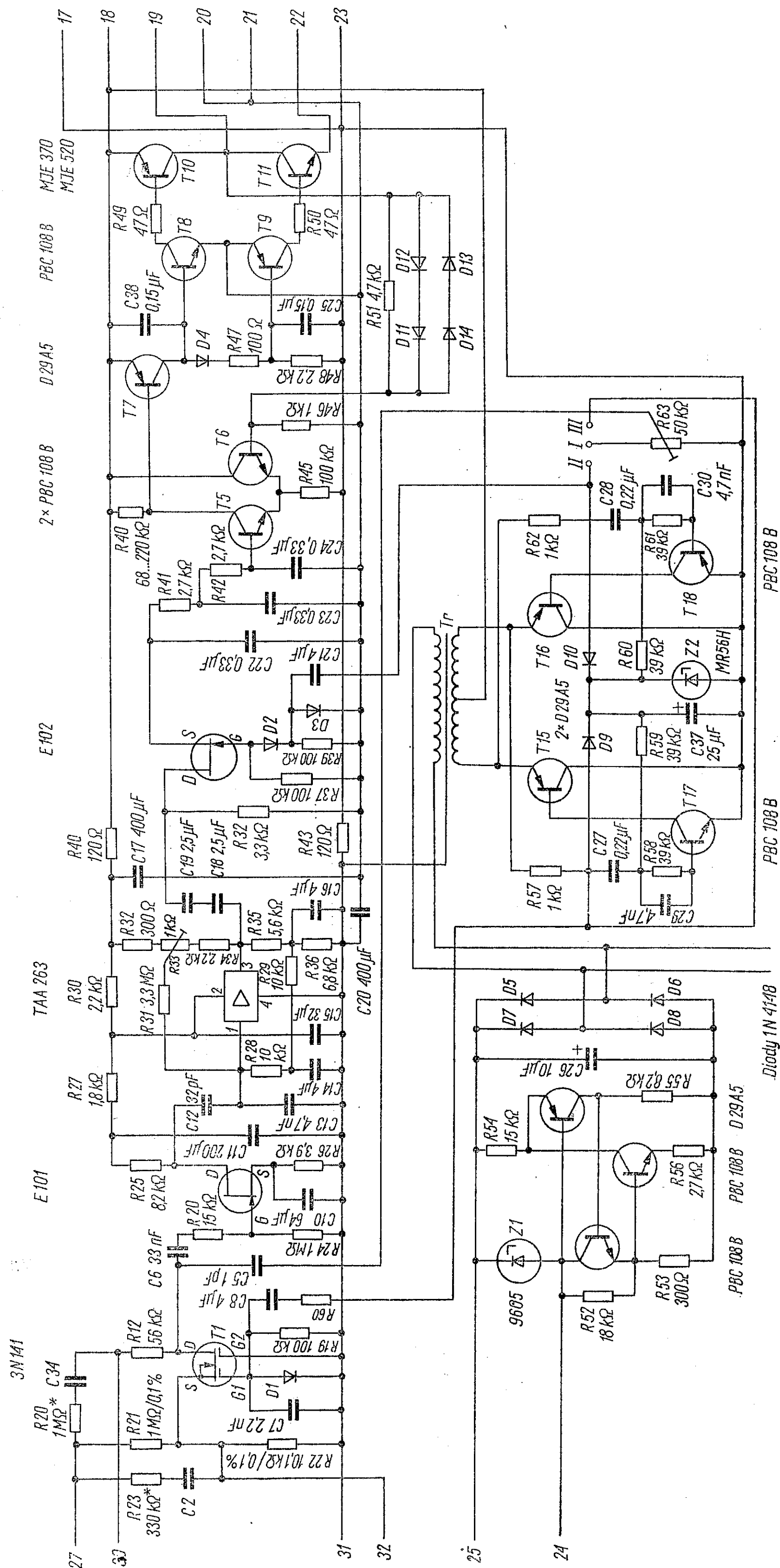
Schemat przyrządu przedstawia rys. 7-79, na którym w uproszczeniu zaznaczono wzmacniacze, pokazane szczegółowo na rys. 7-80. Każdy z serwomechanizmów ma oddzielne zasilanie i jest odizolowany od drugiego i od obudowy. Ekran ochronny, oddzielny dla każdego zespołu, może być połączony z dowolnym gniazdkiem wejściowym odpowiedniego układu. Zespół *X, T* różni się od zespołu Y tym, że zamiast zewnętrznego sygnału do jego wejścia może być włączona mała prądnica tachometryczna prądu stałego, połączona mechanicznie z silnikiem, przez co uzyskuje się przesuw papieru ze stałą prędkością, wybieraną przełącznikiem o położeniach odpowiadających 1, 2, 4, 10 i 20 sekund, względnie minut na centymetr. Wzorzec napięcia stanowi dioda Zenera, zasilana przez transformator z multiwibratora wytwarzającego sygnał sterujący przetwornik napięcia z tranzystorem *T1* i prostownik synchroniczny z tranzystorem *T4*. Przebieg z multiwibratora jest dodatkowo doprowadzony do drenu tranzystora *T1* przez kondensator *C5* w celu skompensowania przenikania napięcia sterującego przez pojemności pasożytnicze. Amplitudę sygnału kompensującego dobiera się potencjometrem *R63*, natomiast fazę ustala się zależnie od potrzeby, łącząc punkt *I* z *II*, względnie *III*. Wzmocnienie napięcia zmiennego pochodzi ze stopnia z tranzystorem polowym *T2*, zapewniającym odpowiednio dużą impedancję wejściową, oraz wzmacniacza scalonego, oznaczonego *T3*. Wzmacniacz prądu stałego z tranzystorami *T5* do *T11* ma układ stosowany we wzmacniaczach mocy małej częstotliwości, z wyjątkiem członu sprzężenia zwrotnego, zawierającego diody *D11* do *D14*, które wprowadzają ograniczenie napięcia wyjściowego. Ma to na celu poprawienie charakterystyk dynamicznych i zabezpieczenie przed oscylacjami, mogącymi wystąpić przy dużych przesunięciach fazy wywołanych dużym poziomem sygnału. W stanie równowagi napięcie wejściowe na dzielniku jest skompensowane napięciem pochodzącym z rejestratora, którego rezystancja wejściowa ma dużą wartość, większą od 1 MΩ na najczulszym zakresie, a od 25 MΩ na zakresie o najmniejszej czułości. W stanie niezrównoważenia rezystancja wejściowa rejestratora może być równa rezystancji włączonych rezystorów dzielnika, przy czym rezystor *R1* jest włączony równolegle do pozostałych. Dwa miniaturowe woltomierze, oznaczone na schemacie przez *J*, umożliwiają kontrolę stanu baterii.

Podobne cechy układowe ma rejestrator *X-Y* i *Y-T* typu 3077 firmy Yokogawa Electric Works (rys. 7-81 do 7-83). Przyrząd jest przystosowany wyłącznie do zasilania z sieci. Wymiary pola zapisu wynoszą 250×250 mm, czułość na każdej osi można zmieniać w 16 zakresach od 0,1 mV/cm do 10 V/cm. Podstawa czasu ma 5 zakresów o wartościach od 0,5 do 10 s/cm. Rezystancja wejściowa ma stałą wartość 1 MΩ na wszystkich zakresach. Uchyb jest mniejszy od

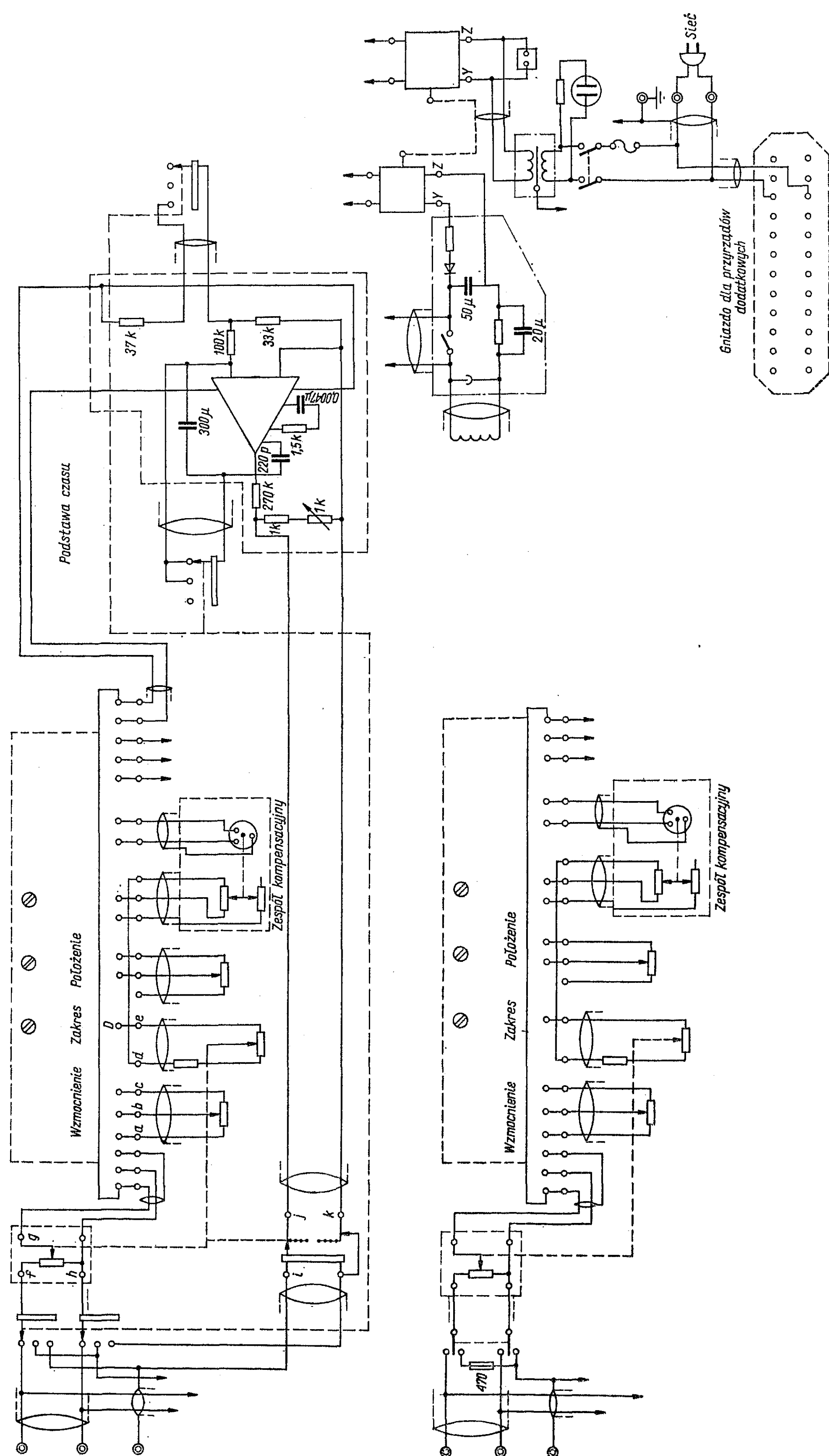


Rys. 7-79. Schemat rejestratora Minigor RE 501 ze wzmacniaczami zaznaczonymi symbolicznie

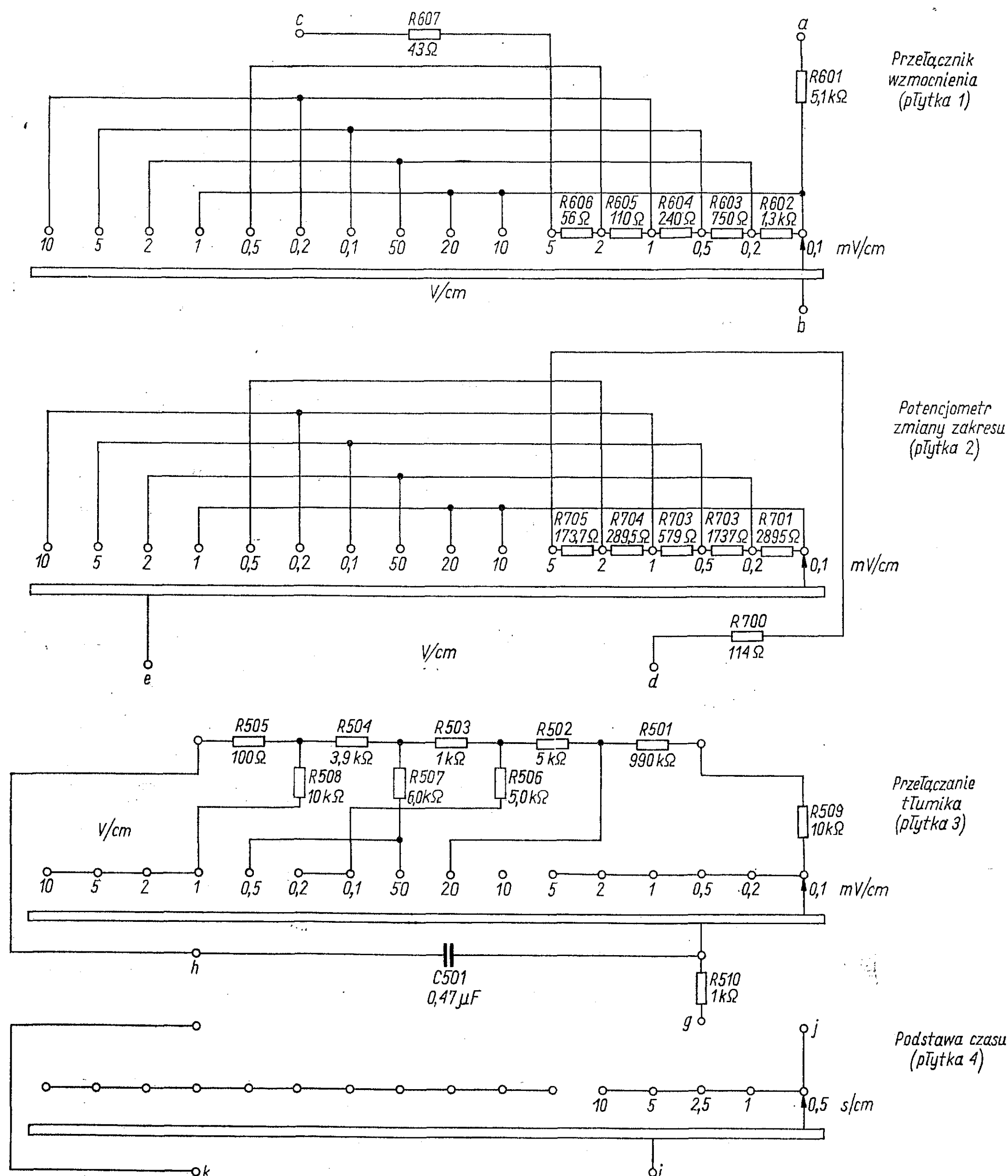
0,3%, czułość wynosi 0,15% szerokości zapisu. Rejestrator zapewnia tłumienie sygnału wspólnego 180 dB dla prądu stałego i 140 dB dla napięcia o częstotliwości sieciowej. Wymiary przyrządu wynoszą 399×480×153 mm, masa 15,5 kg. Przy zrównoważeniu rejestrator pobiera z sieci moc 20 VA, przy pracy serwomechanizmów 26 VA. Modyfikacja tego rejestratora, nosząca oznaczenie 3078, ma dwa pisaki, wykonujące niezależnie ruchy wzdłuż osi Y, ale poruszające się wspólnie wzdłuż osi X. Sygnał wejściowy przechodzi przez przełączany tłumik, filtr „podwójne T" i ogranicznik napięcia do przetwornika z czterema tranzystorami polowy-



Rys. 7-80. Schemat wzmacniacza rejestratora Minigor. W obu kanałach zastosowane są identyczne układy

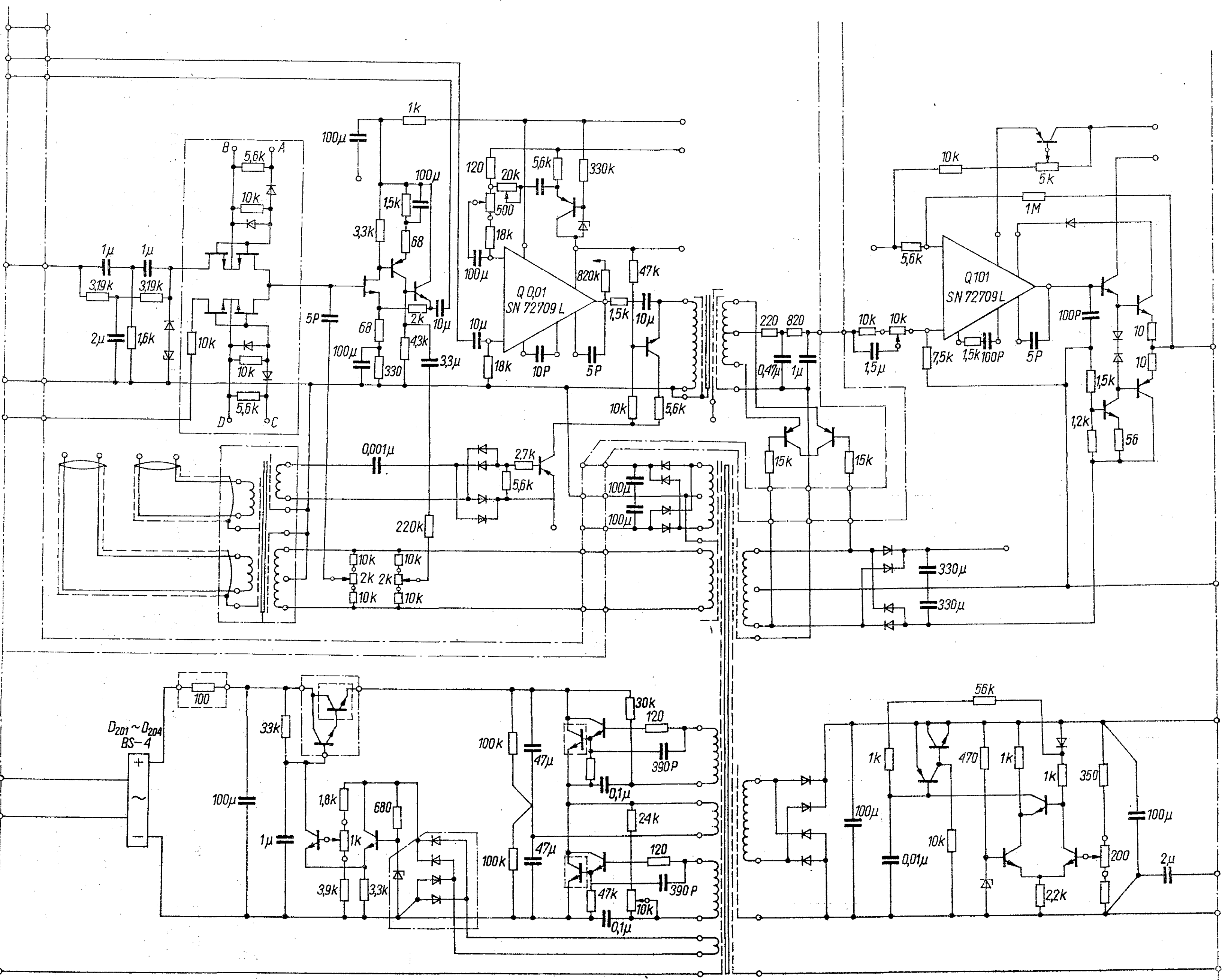


Rys. 7-81. Uproszczony schemat rejestratora X-Y i Y-*T* typu 3077 firmy Yokogawa



Rys. 7-82. Schemat przełącznika zakresów osi X. Przełącznik dla osi Y jest identyczny z wyjątkiem braku czwartej płytki, służącej do wyboru prędkości podstawy czasu

mi. *T001* do *T004*, sterowanego częstotliwością 2 kHz z generatora z tranzystorami *T205* do *T208*. Filtr na wejściu układu eliminuje z przebiegu wejściowego częstotliwość 2 kHz, której obecność mogłaby wprowadzić zakłócenia w pracy serwomechanizmu. Generator 2 kHz zasila wszystkie obwody rejestratora przez transformator *Tr201* ze szczególnie dobrą izolacją i ekranowaniem wszystkich uzwojeń. Takie rozwiązanie ułatwia uzyskanie kilku niezależnych napięć, a przede wszystkim przyczynia się do zapewnienia dużego tłumienia sygnału wspólnego. Przy zmianie zakresu dokonuje się przełączenia tłumienia tłumika wejściowego (płytka *3* przełącznika), prądu płynącego przez potencjometr kompensacyjny (płytka *2*) i wzmocnienia wzmacniacza (płytka *1*). Sygnał błędu o częstotliwości 2 kHz jest wzmacniany przez wzmacniacz napięcia zmiennego, połączony przez transformator *Tr002* z prostownikiem synchronicznym. Przenikanie sygnału sterującego do wzmacniacza jest kompensowane napięciem doprowa-

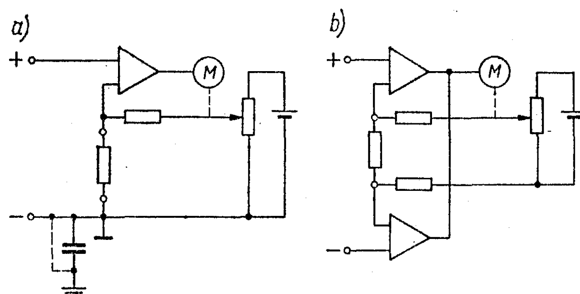


Rys. 7-83. Schemat serwowzmacniacza z układem zasilającym i generatorem rejestratora typu 3077

dzonym przez kondensatory *C006* i *C009*. Amplitudę i kierunek tego napięcia można zmieniać potencjometrami *P001* i *P002*. Między emiterem tranzystora *T007* i wejściem wzmacniacza *Q001* znajduje się układ rezystorów przełączany przy zmianie zakresu dla uniezależnienia napięcia błędu od wartości napięcia wejściowego. Napięcie stałe z wyjścia prostownika synchronicznego jest w dalszym ciągu wzmacniane przez wzmacniacz scalony *Q101* i stopień wzmacniacza mocy z tranzystorami *T101* do *T104*. Potencjometr *P101* na wejściu wzmacniacza *Q101* umożliwia dobranie optymalnej wartości tłumienia dla uzyskania wiernego zapisu przebiegu prostokątnego. Oddzielny układ stabilizatora szeregowego, zawierający tranzystory *T209* do *T213*, stanowi źródło napięcia wzorcowego. Potencjometr kompensacyjny jest napędzany miniaturowym silnikiem prądu stałego przez przekładnię zębatą. Potencjometr jest pięciozwojowy, drut tworzący jego uzwojenie jest wykonany ze stopu złota i chromu. Konstrukcja potencjometru zapewnia dużą niezawodność i małe szumy, co jest istotne dla poprawnej pracy rejestratora o dużej prędkości zapisu. Napięcie podstawy czasu dla osi *X* uzyskuje się z integratora ze wzmacniaczem operacyjnym *Q901*. Integrator wytwarza identyczny sygnał przy wszystkich prędkościach przesuwu; zmiany prędkości dokonuje się za pośrednictwem przełączania zakresu napięciowego osi *X*.

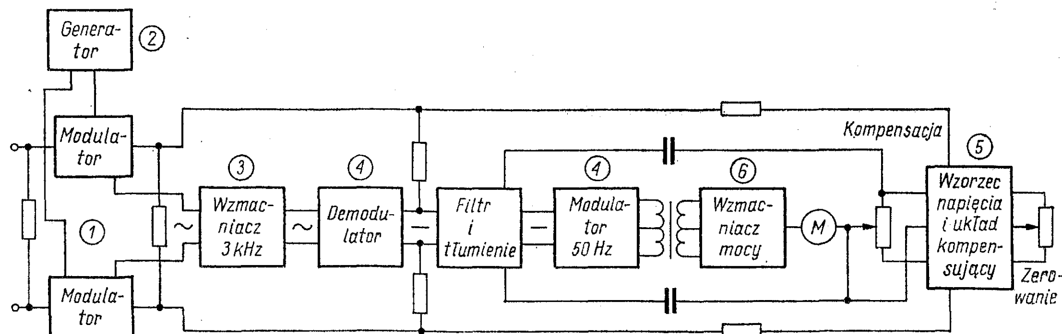
Na płycie czołowej przyrządu znajdują się zaciski wejściowe, przełącznik „pomiar-zerowanie" względnie „pomiar-zerowanie-podstawa czasu" w przypadku osi *X*, przełączniki zakresu i potencjometry do ustawiania położenia zerowego, wyłącznik zasilania oraz wyłącznik do podnoszenia pisaka. Gniazdko umieszczone na tylnej ściance umożliwia połączenie rejestratora z innymi przyrządami dla automatycznej rejestracji. Zapisu atramentowego można dokonywać na arkuszach przytrzymywanych elastycznym magnesem, albo na papierze odwijanym z rolki. Przy długotrwałym zapisie w funkcji czasu może być zastosowana przystawka do zwijania taśmy.

Rejestrator „Micrograph BD 5" firmy Kipp & Zonen jest szczególnie interesujący ze względu na jego wielką czułość, do niedawna nieosiągalną. Jego najczulszy zakres napięciowy wynosi 20 μV, a prądowy — 20 nA przy szerokości zapisu 20 cm, klasie 0,5 i nieliniowości 0,2%. Rejestrator zapisuje przebiegi w funkcji czasu. Prędkość taśmy można zmieniać w granicach od 1 mm/min do 1 m/min. Układ wejściowy rejestratora może być niesymetryczny lub symetryczny względem ziemi (rys. 7-84). W przypadku połączenia jednego zacisku wejściowego z ziemią może to być zacisk dodatni lub ujemny. Schemat blokowy (rys. 7-85) przypomina po-

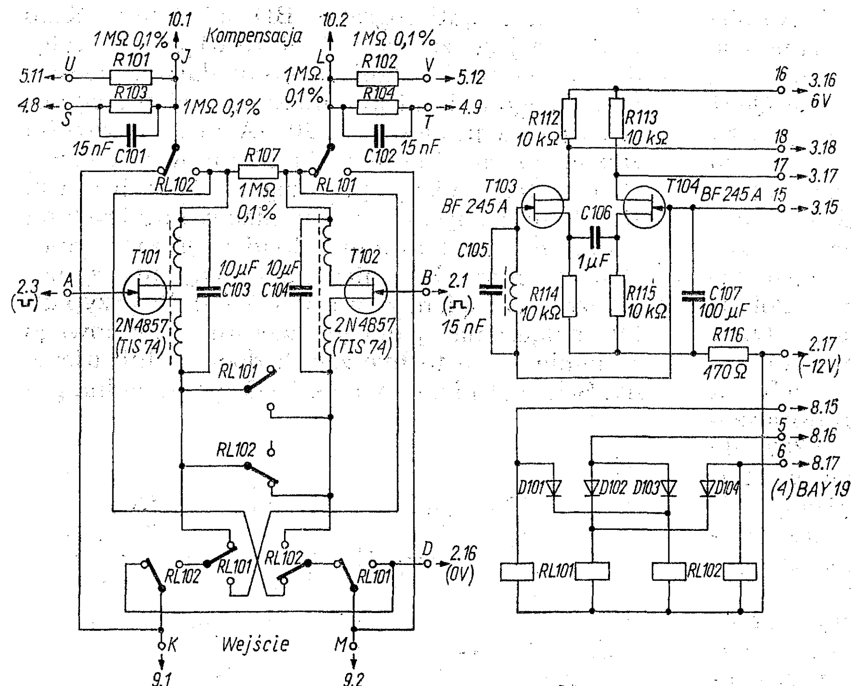


Rys. 7-84. Sposób włączenia rejestratora BD 5 z wejściem: a) niesymetrycznym i b) symetrycznym względem ziemi. Przy niesymetrycznym układzie wejściowym zaciskiem połączonym z ziemią może być zacisk dodatni lub ujemny. Może on być połączony z ziemią galwanicznie lub przez dowolną pojemność

przednio opisane konstrukcje. Główną różnicę stanowi zastosowanie dwóch częstotliwości nośnych: 3 kHz i 50 Hz, oraz silnika dwufazowego w miejsce silnika prądu stałego. Rejestrator BD 5 może być wyposażony w urządzenie do automatycznego przesuwania punktu zerowego do trzech wartości zakresu dla osiągnięcia większej rozdzielczości. Schemat przetwornika wejściowego przedstawiono na rys. 7-86. Zmiany układu wejściowego dokonuje się za pośrednictwem przekaźników z podtrzymaniem magnesami trwałymi, dzięki czemu prąd do cewek przekaźników jest doprowadzany jedynie w chwili prze-

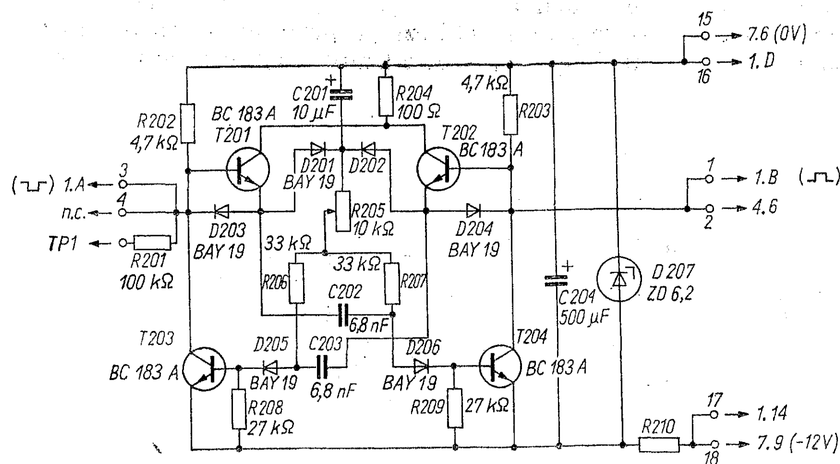


Rys. 7-85. Schemat blokowy rejestratora BD 5



Rys. 7-86. Schemat przetwornika wejściowego

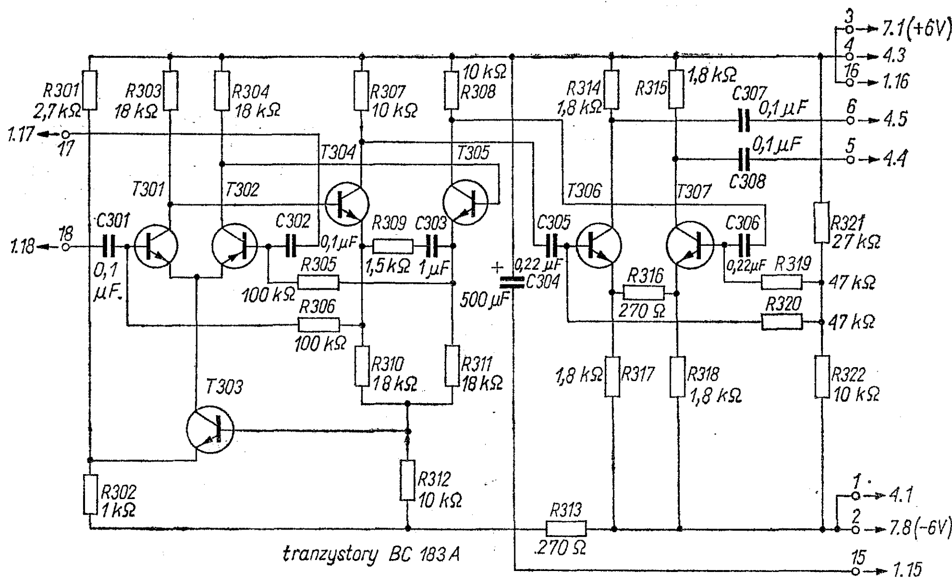
łączania i usuwa się możliwość zakłóceń w obwodach o bardzo małym poziomie sygnału, powodowanych przez stosunkowo duże prądy cewek przekaźników. Diody *D101* do *D104* kierują impulsy prądu wzbudzenia do odpowiednich cewek przekaźników. Transformator z kubkowym rdzeniem ferrytowym, tranzystory i elementy związane z nimi umieszczone są wewnątrz ekranu. Tranzystory *T101* i *T102* pracują jako przełączniki sterowane przebiegiem prostokątnym o częstotliwości **3** kHz, natomiast tranzystory *T103* i *T104* tworzą pierwszy stopień wzmacniacza sygnału o częstotliwości **3** kHz. Sygnał wejściowy przetwornika stanowi różnica napięcia sygnału zapisywanego i napięcia z potencjometru kompensującego. Prąd w uzwojeniach pierwotnych transformatora jest przerywany przez tranzystory *T101* i *T102*. Uzwojenie wtórne tego transformatora doprowadza sygnał do wzmacniacza różnicowego *T103, T104*. Źródłem prostokątnego sygnału sterującego jest multiwibrator złożony z tranzystorów *T201* do *T204* (rys. 7-87). Rezystorem zmiennym *R205* dobiera się jego częstotliwość. Wtórniki emiterowe z tranzystorami *T201* i *T202* tworzą drogę o małej impedancji dla prądu ładującego kondensatory *C202* i *C203*, poprawiając tym samym kształt i stabilność wytwarzanego przebiegu. Prąd bazy tranzystorów *T203* i *T204* płynie przez diody *D201* i *D202*. Zapewnia to rozruch multi-



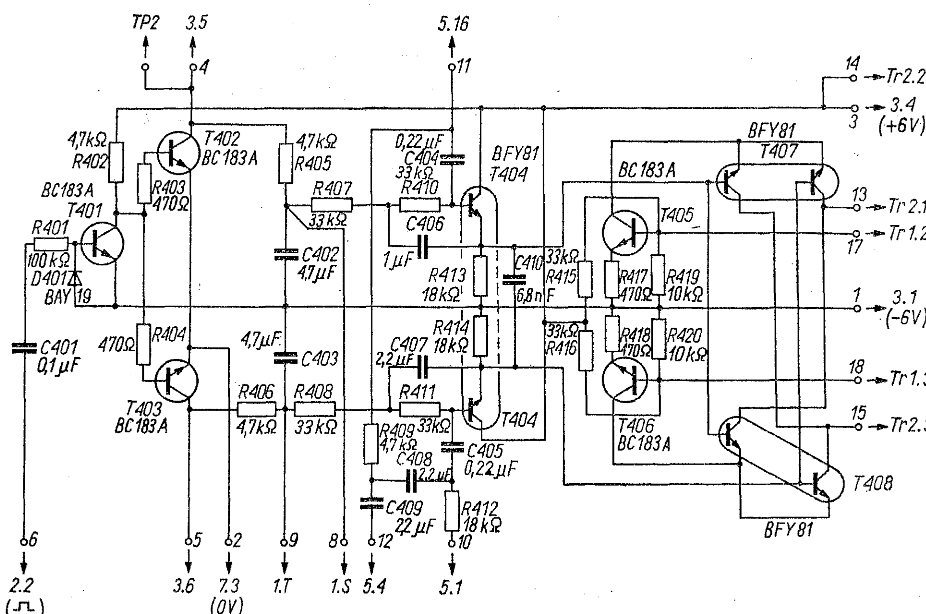
Rys. 7-87. Schemat generatora 3 kHz

wibratora bez względu na prędkość narastania napięcia zasilającego. Pozostałe diody służą do zabezpieczenia baz tranzystorów przed zniszczeniem zbyt dużym napięciem baza-emiter. Następne stopnie wzmacniacza różnicowego sygnału błędu o częstotliwości 3 kHz są zmontowane na płytce *3*, której schemat przedstawiono na rys. 7-88. Płytka obejmuje trzy stopnie różnicowe. Dla zwiększenia tłumienia sygnału wspólnego tranzystor *T303* stanowiący generator stałego prądu dla emiterów tranzystorów *T301* i *T302*, jest sterowany wzmocnionym sygnałem wspólnym z rezystora *R312*, przez który płynie prąd emiterów tranzystorów *T304* i *T305*.

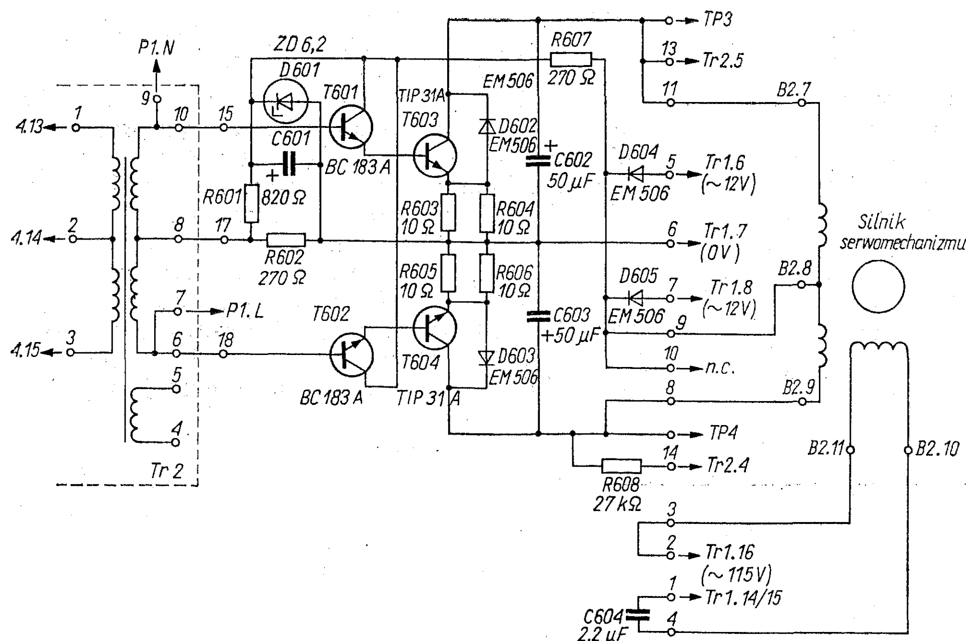
Płytka *4* (rys. 7-89) zawiera tranzystor wzmacniający sygnał z generatora 3 kHz (*T401*), tranzystory *T402* i *T403*, pracujące jako prostownik synchroniczny, filtr *RC*, symetryczny wtórnik emiterowy z tranzystorem *T404*, oraz przetwornik napięcia stałego na sygnał o częstotliwości 50 Hz, składający się z tranzystorów *T405* do *T408*. Układ mostkowy tranzystorów podwójnych *T407* i *T408* ma bazy sterowane różnicowo, natomiast prąd emiterów tych tranzystorów jest przełączany za pośrednictwem tranzystorów *T405*, *T406*, których bazy są sterowane z uzwojenia transformatora sieciowego. Przed ponowną modulacją część napięcia stałego jest przez



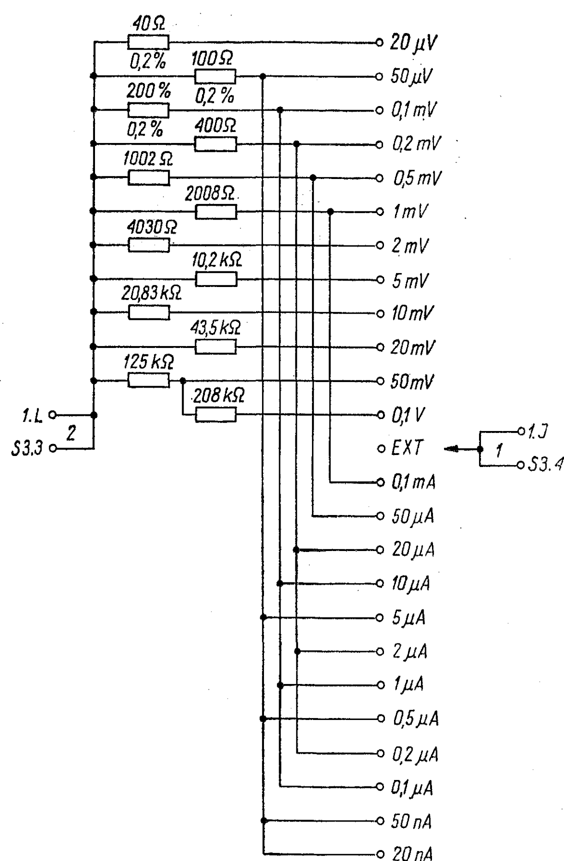
Rys. 7-88. Schemat wzmacniacza różnicowego sygnału błędu o częstotliwości 3 kHz



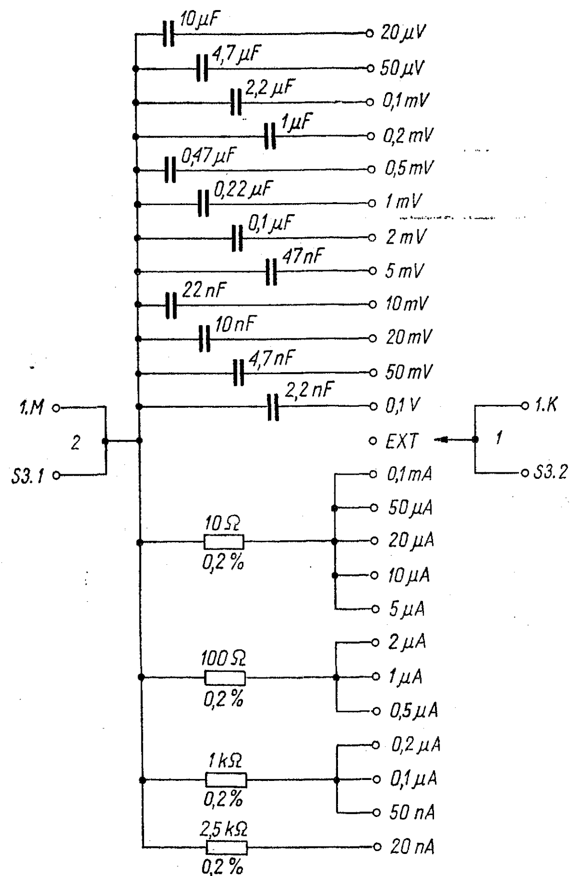
Rys. 7-89. Schemat płytki 4



Rys. 7-90. Stopień wyjściowy wzmacniacza serwomechanizmu (płytka 6), silnik napędu pisaka i transformator Tr2



Rys. 7-91. Przełączane rezystory w obwodzie kompensacyjnym



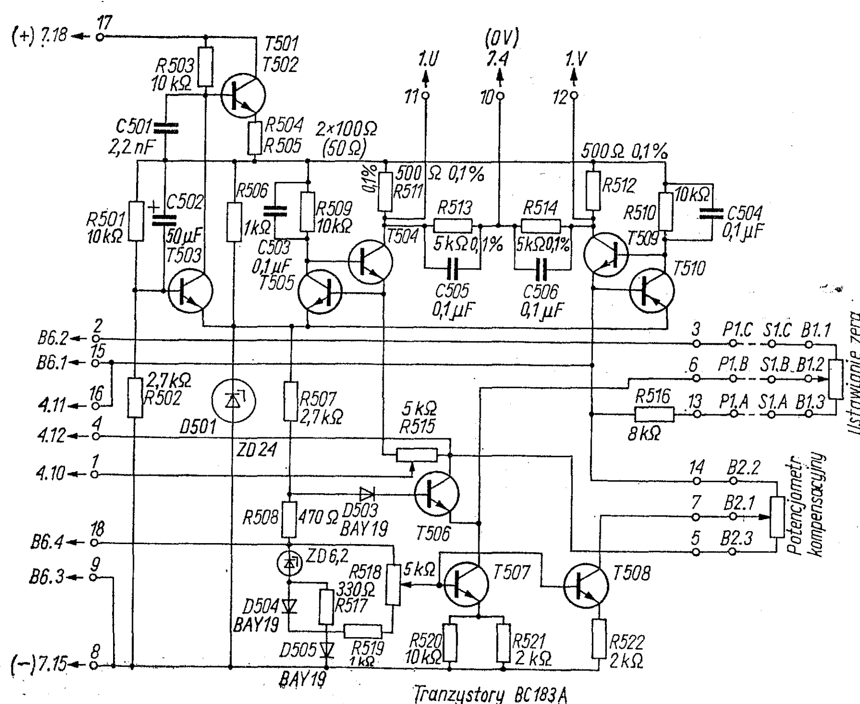
Rys. 7-92. Przełącznik zakresów na wejściu pierwszego przetwornika

obwody *R103, C101* i *R104, C102* doprowadzona do obwodu kompensacyjnego. Sygnał o częstotliwości 50 Hz przez transformator *Tr2* steruje wzmacniacz mocy z tranzystorami *T601* do *T604* (rys. 7-90), którego obciążeniem jest dwufazowy silnik, napędzający potencjometr kompensacyjny i połączone z nim układ piszący oraz potencjometr nadążny. Ta część układu zawiera jeszcze sprzężenie zwrotne, obejmujące wzmacniacz mocy; napięcie z kolektorów tranzystorów *T603* i *T604* jest przez rezystor *R608* doprowadzone do osobnego uzwojenia transformatora sterującego.

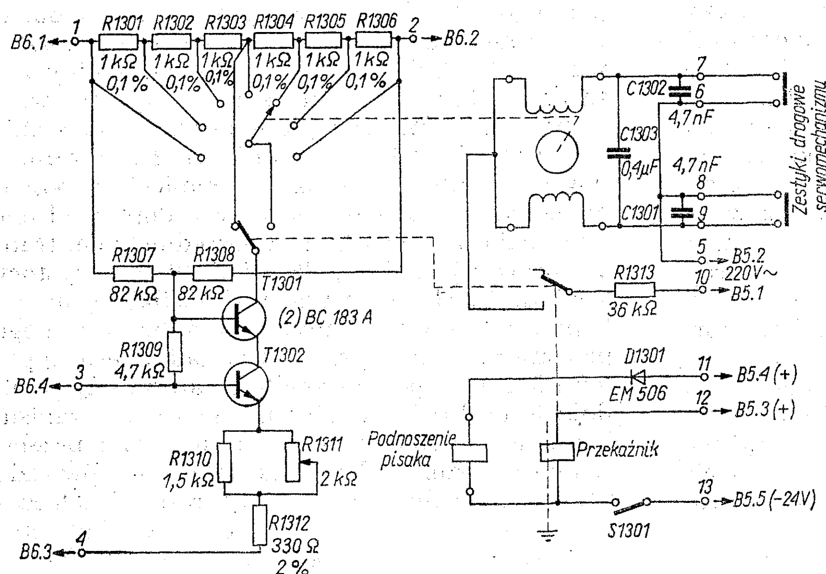
Na rysunku 7-91 i 7-92 przedstawiono elementy przełączane przy zmianie zakresu. Przez rezystory uwidocznione na rys. 7-90, płynie prąd pochodzący od sygnału wejściowego, napięcia kompensacji oraz napięcia stałego, reprezentującego sygnał błędu, pochodzącego z prostownika synchronicznego. Elementy pokazane na rys. 7-92 uzupełniają obwód przetwornika od strony wejścia. Na zakresach napięciowych są to kondensatory, zapewniające przepływ w przybliżeniu jednakowego prądu na wszystkich zakresach, bez względu na impedancję źródła. Na zakresach prądowych na wejściu umieszczone zostają boczniki. Ich liczba jest mniejsza od liczby zakresów prądowych; w każdej grupie wartości prądu do wyróżniania zakresu używane są dodatkowo rezystory określające zakres napięciowy.

Źródło napięcia wzorcowego i sposób włączenia potencjometru kompensacyjnego i potencjometru ręcznego ustawiania położenia zera przedstawia rys. 7-93. Potencjometr kompensacyjny jest zasilany stałym prądem, stabilizowanym przez tranzystor *T508*. Prąd potencjometru ustawiania zera pochodzi z tranzystora *T507*. Dla wyeliminowania wpływu obciążenia, napięcie z potencjometru kompensacyjnego jest doprowadzone do układu przetwornika za pośrednictwem tranzystorów *T504, T505, T509* i *T510*. Tranzystory *T501* do *T503* stabilizują prąd zasilający układ. Z płytką *5* jest związany układ automatycznego przesuwania zera (rys. 7-94). Układ przesuwa położenie zera o pełną szerokość zapisu, gdy pisak dojdzie do krańca użytecznej szerokości zapisu. Przesuwanie zakresu odbywa się przez przełączanie rezystorów *R1301* do *R1306* w obwodzie ustawiania położenia zera wykresu. Przełączania rezystorów dokonuje pomocniczy silnik, sterowany zestykami drogowymi, które są uruchomiane przez układ piszący serwomechanizmu. Podczas przesuwania pisaka do nowego położenia zostaje on uniesiony. Przesunięcie punktu zerowego zostaje zaznaczone przez osobny pisak na krawędzi wykresu.

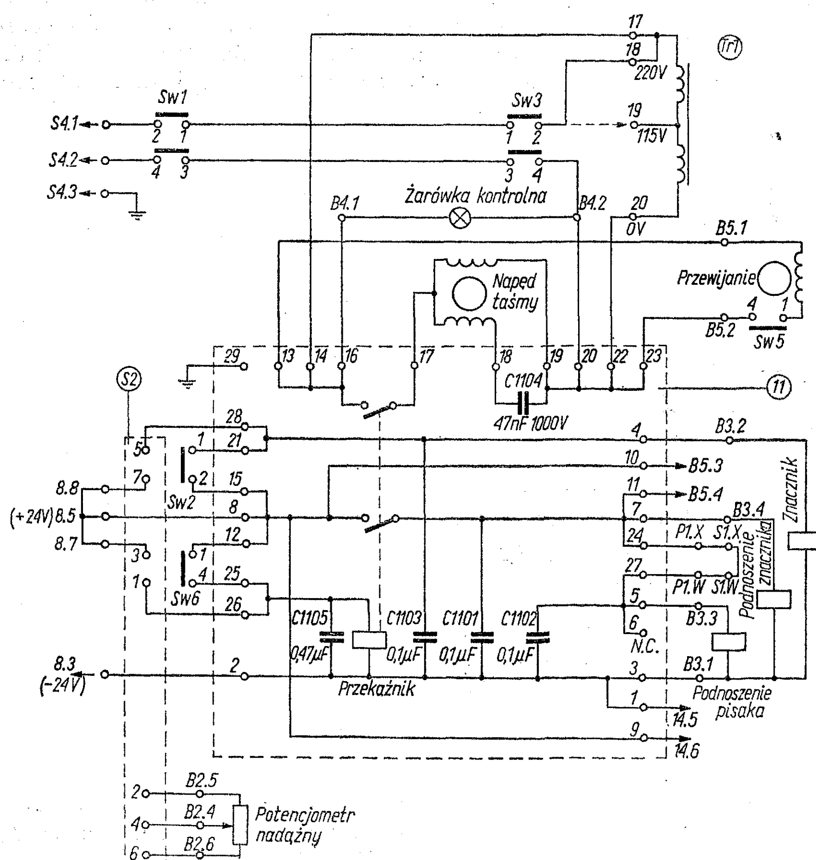
Połączenia, związane z silnikami napędowymi i pisakami, zostały uwidocznione na rys. 7-95. Oprócz głównego silnika z przełączaną przekładnią do przesuwu taśmy przy zapisie rejestrator jest wyposażony w dodatkowy silnik do szybkiego przewijania taśmy. Zatrzymanie silnika napędowego przez otwarcie zestyków przekaźni-



Rys. 7-93. Zasilanie potencjometru kompensacyjnego i potencjometru do ustawiania położenia pisaka

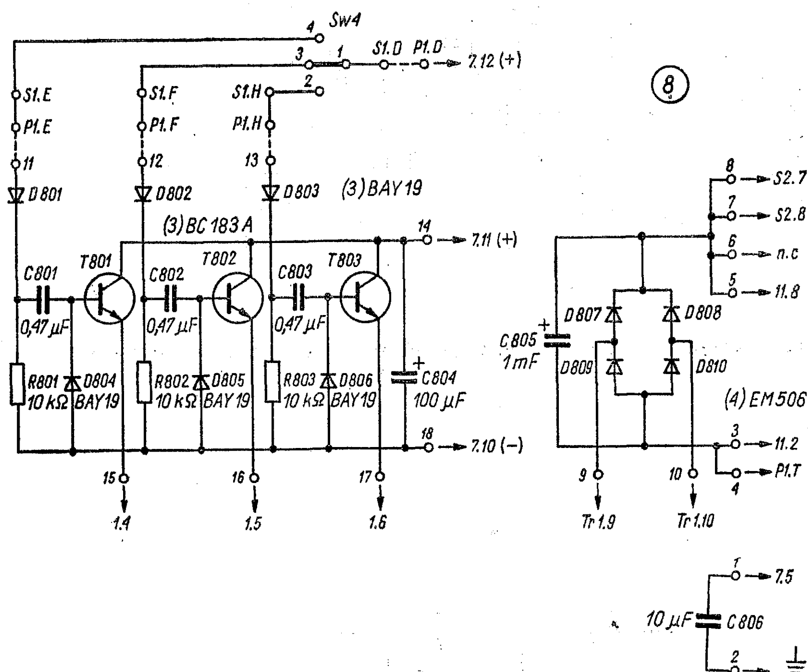


Rys. 7-94. Schemat układu do automatycznego przesuwania zera



Rys. 7-95. Schemat włączenia silników napędowych, podnoszenia pisaków i sterowania znacznika

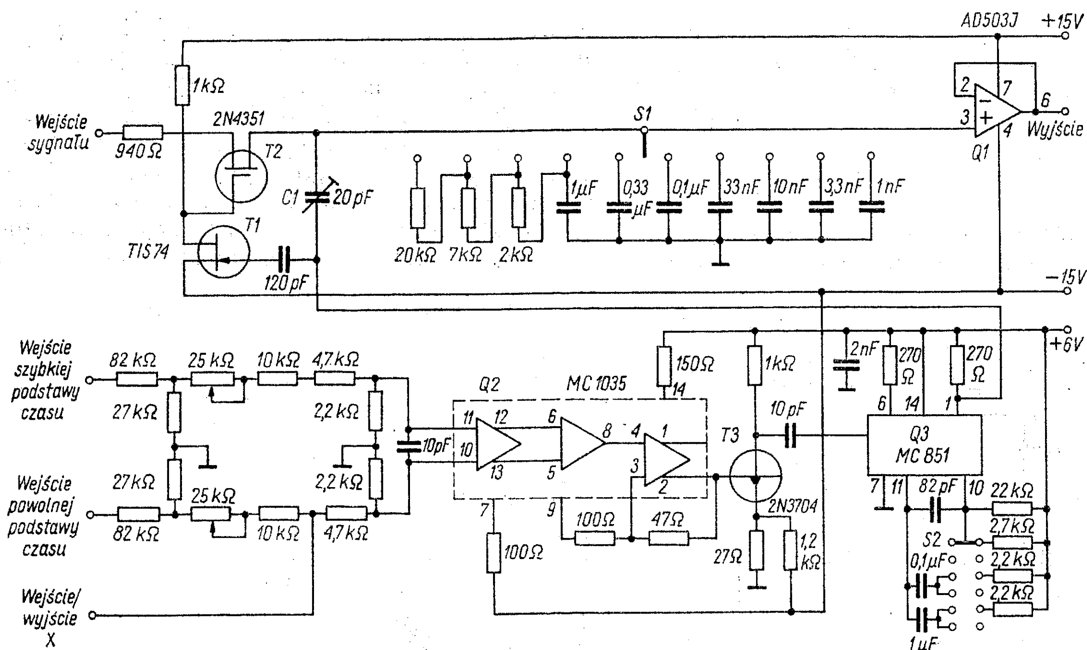
ka lub wyłączenie przyrządu z sieci powoduje przerwanie prądu w obwodzie elektromagnesów opuszczających pisaki i ich podniesienie.
Przekaźniki impulsowe z podtrzymaniem magnetycznym, służące do przełączania układu wejściowego rejestratora, są sterowane za pośrednictwem tranzystorów *T801* do *T803* (rys. 7-96). Czas przewodzenia tranzystora i przepływu prądu przez uzwojenie przekaźnika określa proces ładowania kondensatora w obwodzie bazy, np. *C801* w przypadku tranzystora *T801*. Przekaźniki są włączone w obwód emiterów tranzystorów.



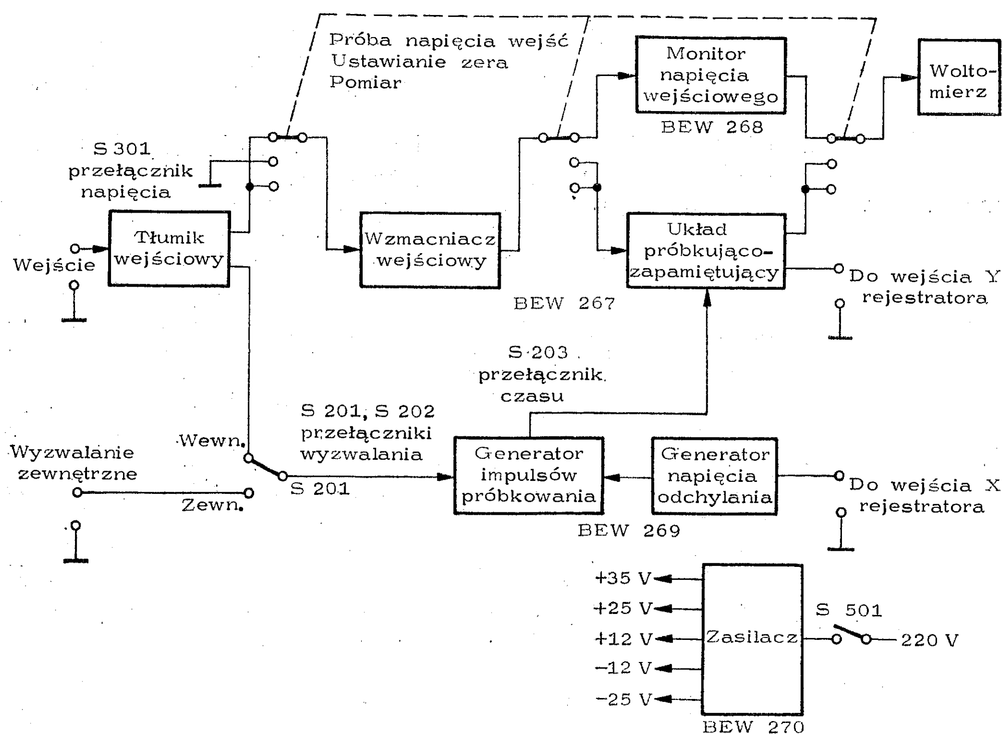
Rys. 7-96. Schemat sterowania przekaźników z podtrzymaniem magnetycznym i prostownika do sterowania pisaków

7.22 Przetworniki próbkujące do rejestratorów

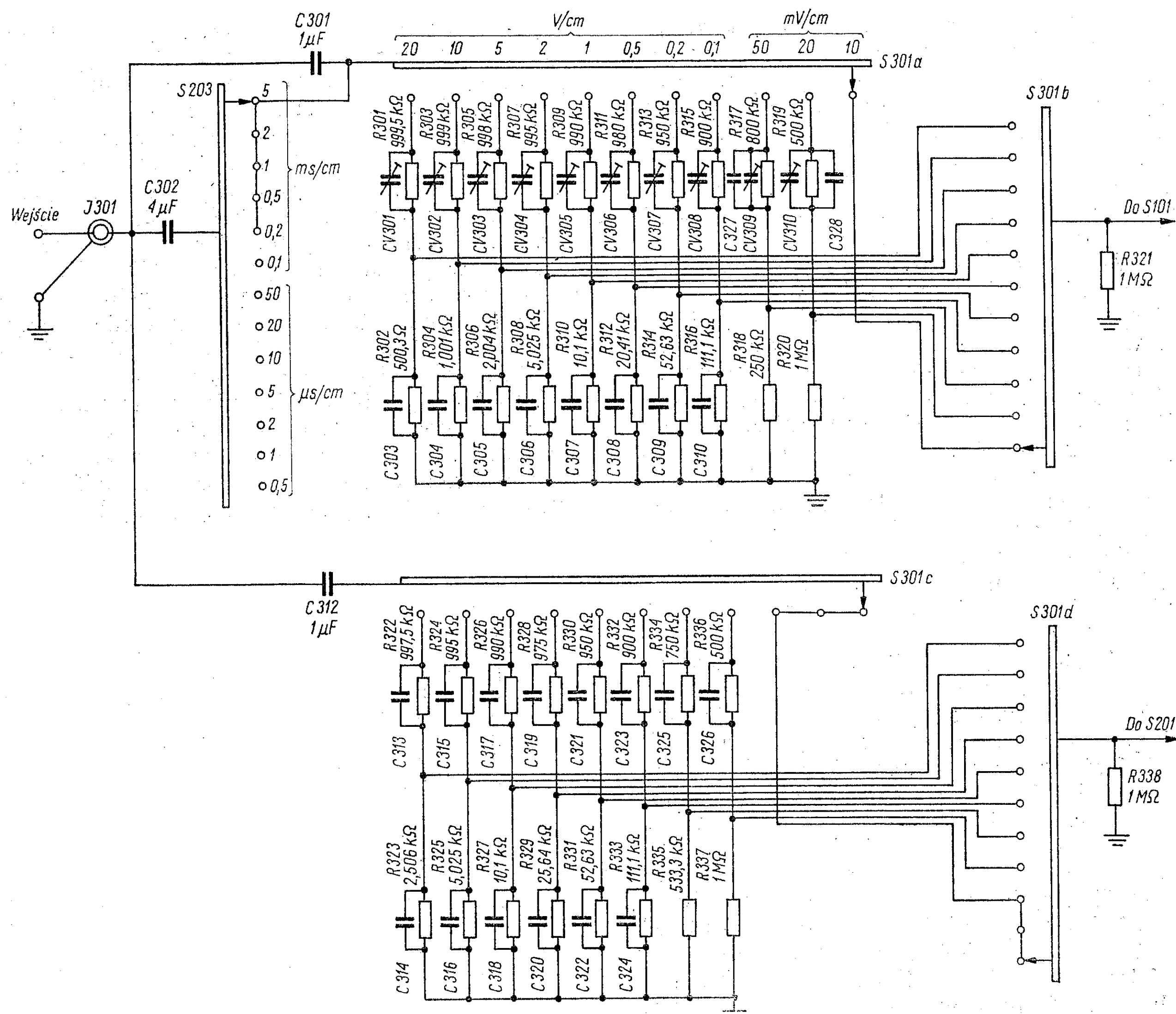
Wielką zaletę rejestratorów z zapisem mechanicznym stanowi możliwość natychmiastowego uzyskania trwałego zapisu przy małym koszcie. Wadą rejestratorów jest ograniczenie częstotliwości zapisywanych przebiegów do wartości rzędu herców, a w przypadku zastąpienia mechanicznego pisaka strumieniem atramentu lub promieniem światła — do kilku kiloherców.
Prędkość zapisu oscyloskopów elektronowych może być połączona z taniością i trwałością zapisu rejestratorów mechanicznych przez ich uzupełnienie przetwornikiem próbkującym, działającym na zasadzie efektu stroboskopowego. Opisywana technika umożliwia rejestrację przebiegów okresowych. Konwerter próbkujący składa się z układu wytwarzającego impulsy próbkujące o częstotliwości nieznacznie się różniącej od częstotliwości badanego przebiegu, układu wytwarzającego napięcie odchylania dla rejestratora o wartości chwilowej proporcjonalnej do aktualnej różnicy fazy między przebiegiem impulsowym i przebiegiem badanym oraz układu próbkująco-zapamiętującego, sterowanego impulsami próbkującymi.
Wykorzystanie oscyloskopu o dwóch niezależnych układach podstawy czasu umożliwia realizację konwertera próbkującego bardzo prostymi środkami, jak to ilustruje układ Smitha (rys. 7-97). Układ stanowi integrator impulsowy. Napięcie sygnału zostaje dołączone na czas próbkowania do wejścia integratora. Jeżeli stała czasowa rozładowania integratora jest znacznie większa od okresu próbkowania, napięcie wyjściowe osiąga wartość równą napięciu wejściowemu w jednym okresie próbkowania. Przy stałej czasowej mniejszej od okresu próbkowania, napięcie wyjściowe przedstawia wartość średnią próbek. Otrzymanie poprawnej wartości napięcia wyjściowego wymaga wówczas wielu próbek w pobliżu odwzorowywanego punktu oscylogramu, co umożliwia wyeliminowanie szumu nałożonego na badane napięcie, ale kosztem zwiększenia czasu zapisu jednego okresu badanego przebiegu. Tranzystor *T2* tworzy przełącznik, włączany za pośrednictwem tranzystora *T1* na czas trwa-



Rys. 7-97. Schemat przystawki próbkującej do oscyloskopu o dwóch niezależnych układach podstawy czasu [27]



Rys. 7-98. Schemat blokowy konwertera próbkującego typu PR-TC 11 firmy Yokogawa



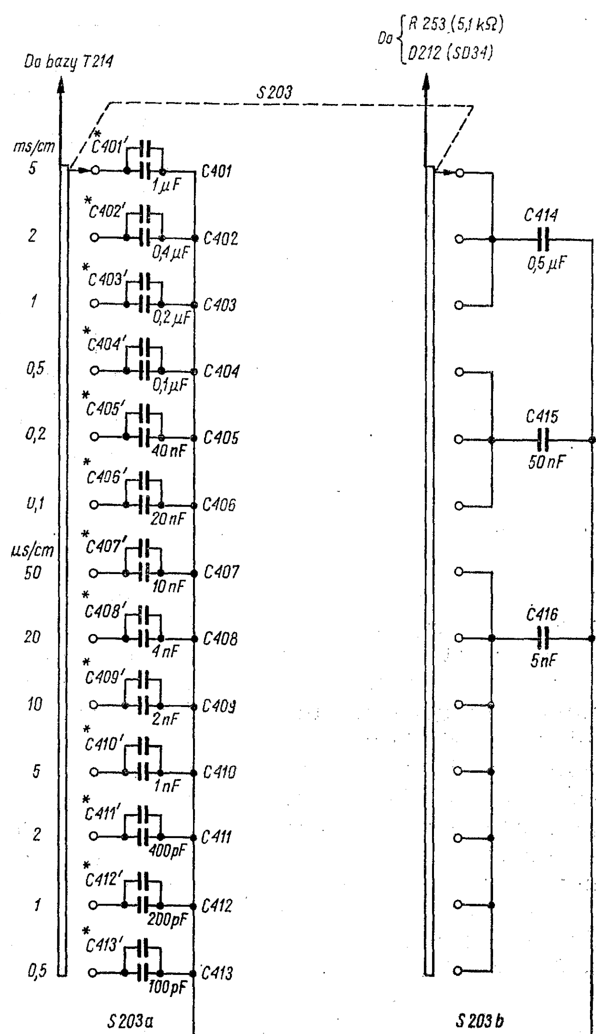
Rys. 7-99. Tłumik wejściowy konwertera próbkującego

nia impulsu z uniwibratora *Q3*. W czasie przewodzenia rezystancja dren-źródło tranzystora *T2* ma wartość około 60 Ω. Napięcie wejściowe może się zmieniać od −10 V do +10 V, a najmniejsza długość impulsu bramkującego wynosi 100 ns i jest ograniczona przez przenoszenie ładunku z obwodu sterującego do kondensatora całkującego. Zjawisku temu w pewnym stopniu przeciwdziała kompensacja za pomocą kondensatora *C1*. Przełącznikiem *S1* wybiera się czas uśredniania przez dobór rezystancji i pojemności obwodu całkującego. Wskutek prostoty układu impedancja źródła sygnału ma również wpływ na stałą czasową. Wtórnik napięciowy ze wzmacniaczem operacyjnym *Q1* z tranzystorami polowymi na wejściu izoluje kondensator od obciążenia wejściem rejestratora. Impulsy próbkujące są formowane przez układ scalony *Q2*, który stanowi komparator różnicowy z ostatnim stopniem połączonym w układ przerzutnika Schmitta, oraz układ scalony *Q3*, będący uniwibratorem o długości impulsów, przełączanej za pomocą przełącznika *S2*. Do wejścia komparatora doprowadza się dwa przebiegi piłokształtne z oscyloskopu. Szybki przebieg piłokształtny, synchronizowany przez sygnał wejściowy, jest proporcjonalny do odchylenia poziomego oscyloskopu, natomiast powolny przebieg piłokształtny odpowiada sygnałowi sterującemu odchyleniem pisaka rejestratora wzdłuż osi *X*. Układ rezystorów na wejściach komparatora dopasowuje poziom napięć do wymagań układu scalonego i umożliwia skalowanie osi czasu rejestratora przy wykorzystaniu skali czasu oscyloskopu. Każdemu zrównaniu się wartości napięć szybkiej i powolnej podstawy czasu towarzyszy wy-

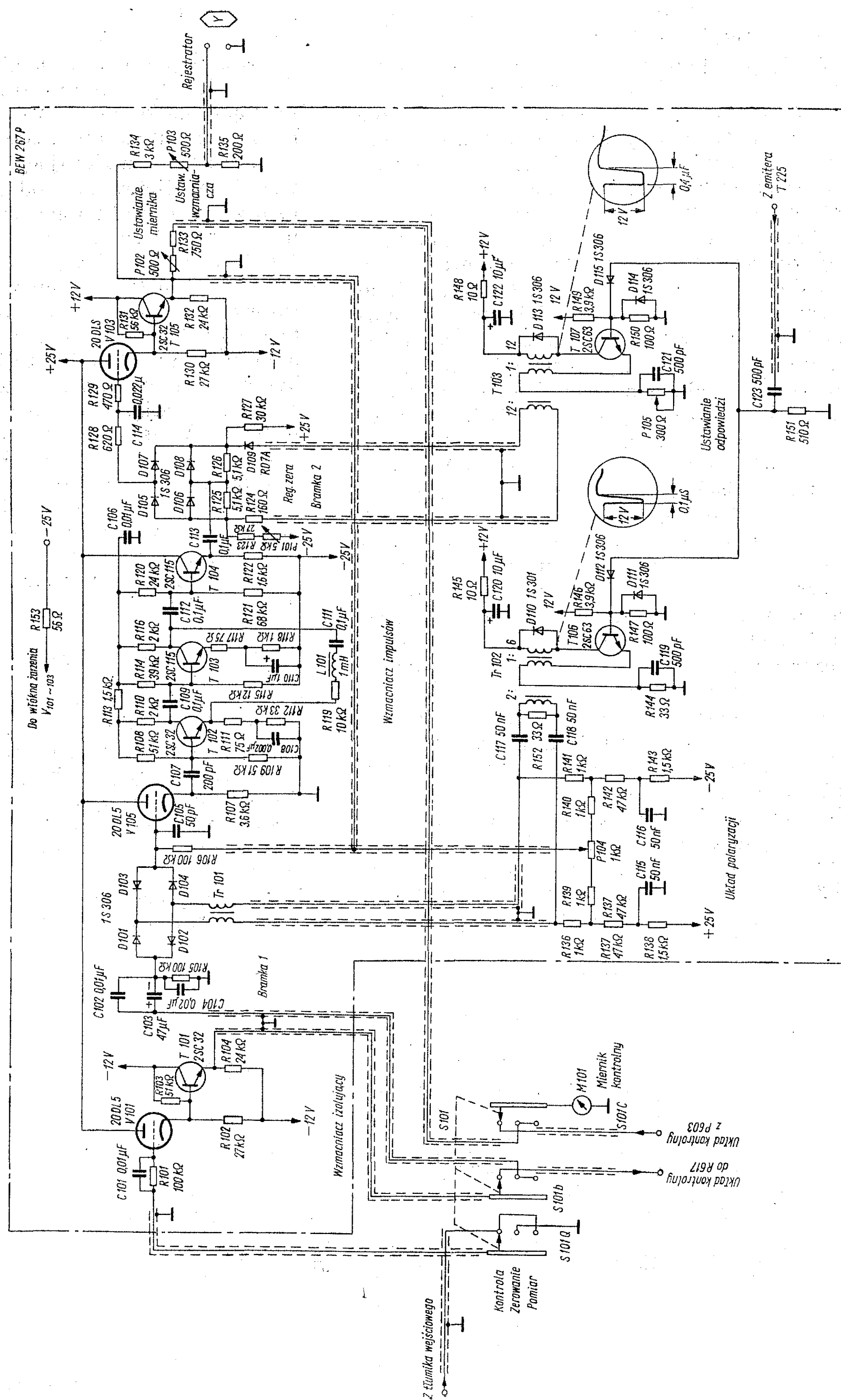
tworzenie impulsu na wyjściu komparatora i powstanie impulsu o ustalonej długości włączającego przełącznik tranzystorowy. Impuls próbkujący pojawia się w kolejnych okresach szybkiego przebiegu piłokształtnego z coraz to większym przesunięciem fazowym względem tego przebiegu, ponieważ dla kolejnych okresów napięcie odniesienia, pochodzące z generatora powolnego odchylania ma coraz to większą wartość. Wartości rezystorów pokazane na rysunku odpowiadają napięciom podstawy czasu, zmieniającym się od 0 do 100 V. Jeżeli rejestrator jest wyposażony we własny generator podstawy czasu, napięcie piłokształtne pochodzące z niego o zakresie od 0 do 5 V można doprowadzić do zacisku *X*, spełniającego wówczas funkcję zacisku wejściowego. Podwójny generator podstawy czasu w oscyloskopie nie jest wtedy potrzebny. Czas uśredniania może być zmieniany w granicach od 1 μs do 30 ms, a czas próbkowania — od 100 ns do 10 ms.

Przykładem przemysłowego wykonania konwerterda próbkującego jest przyrząd typu PR-TC 11 firmy Yokogawa, przedstawiony w postaci schematu blokowego na rys. 7-98. Urządzenie umożliwia zapis przebiegów o częstotliwości od 10 Hz do 1 MHz, nie wymaga stosowania oscyloskopu i jest bardzo proste i wygodne do obsługi. Rejestrator współpracujący z konwerterem o czułości 0,5 mV/cm dla obu osi, nie musi mieć własnej podstawy czasu. Tłumik wejściowy (rys. 7-99) obniża napięcie wejściowe nie przekraczające 400 V do wartości nie większej od 0,2 V. Przełącznik tłumika ma 11 położeń, odpowiadających czułości napięciowej od 10 mV/ /cm do 20 V/cm w kolejności 1-2-5. Impedancja wejściowa wynosi 500 kΩ na wszystkich zakresach. Ze względu na szeroki zakres częstotliwości sygnału, tłumik ma kompensację pojemnościową. Tłumik składa się z dwóch części. Jedna dopasowuje poziom sygnału dla układu próbkująco-zapamiętującego, a druga — dla wzmacniacza formującego impulsy wyzwalające. W tym drugim układzie nie jest wymagane dokładne określenie wartości napięcia wejściowego, dlatego układ tłumika jest uproszczony, a trzy stopnie o największej czułości doprowadzają napięcie wejściowe bezpośrednio do wzmacniacza.

Budowę układu formującego impulsy próbkujące i wytwarzającego napięcie odchylające objaśnia rys. ■ 7-100 ■. Przełącznik *S201* pozwala wybrać jako źródło przebiegu wyzwalającego impulsy próbkujące albo rejestrowane napięcie — w położeniu „INT", albo inny przebieg, doprowadzony z zewnątrz do gniazda *J201*. Diody *D201* i *D202* oraz wtórnik katodowy z lampą *V201* chronią wzmacniacz w przypadku omyłkowego włączenia nadmiernej wartości napięcia. Przełącznikiem *S202* wybiera się nachylenie zbocza napięcia wyzwalającego. Tranzystor *T203* wzmacnia sygnał o 26 dB, po czym przebieg zostaje poddany ograniczeniu za pomocą diod *D203, D204* i steruje przerzutnik Schmitta *T207, T208*, za pośrednictwem podwójnego wtórnika *T205, T206*. Zróżniczkowane impulsy z przerzutnika Schmitta ustawiają przerzutnik z tranzystorami *T209* i *T210*, który za pośrednictwem tranzystora *T211* steruje przełącznik w postaci tranzystora *T212*. W stanie spoczynkowym przewodzą tranzystory *T209* i *T211*, co powoduje również nasycenie tranzystora *T212* i rozładowanie kondensatora *C401* do *C413*, blokując działanie generatora napięcia piłokształtnego. Krótki impuls ujemny z kolektora tranzystora *T208* powoduje odcięcie tranzystora *T209*, przez co nasyca się sprzężony z nim tranzystor *T210*. Tranzystor *T212* przestaje przewodzić, generator napięcia piłokształt-



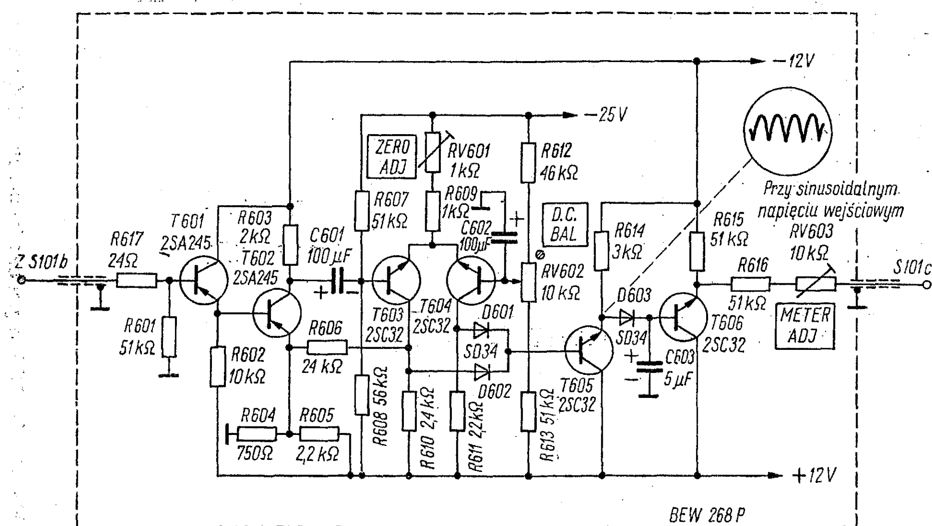
Rys. 7-101. Przełącznik generatora szybkiego przebiegu piłokształtnego



Rys. 7-102. Układ próbkująco-zapamiętujący

nego z tranzystorami *T213* do *T215* zaczyna wytwarzać napięcie odchylające liniowo rosnące. Równocześnie, przerzutnik blokuje przez diodę *D205* i rezystor *R229* przerzutnik Schmitta, nie dopuszczając do jego ponownego wyzwolenia przed zakończeniem cyklu odchylania. Gdy napięcie piłokształtne na emiterze tranzystora *T215* osiąga wartość 13 V, układ progowy z generatorem samodławnym, zawierającym tranzystor *T216* wytwarza impuls ujemny doprowadzony do bazy tranzystora *T210*, sprowadzający układ do stanu spoczynkowego. Opisany układ wytwarza szybki przebieg piłokształtny, synchronizowany przebiegiem zapisywanym (albo oddzielnym przebiegiem wyzwalającym). Drugi, powolny przebieg piłokształtny jest wytwarzany przez tranzystory *T217* do *T219*. Tranzystor *T217* tworzy generator stałego prądu o wartości ustawianej potencjometrem *P205*. W skrajnych położeniach tego potencjometru uzyskuje się okres napięcia odchylającego, wynoszący 12, względnie 120 s. Generator przebiegu odchylającego jest uruchomiany ręcznie przez otwarcie wyłącznika *S204*. Druga para zestyków tego wyłącznika może być użyta do opuszczania pisaka rejestratora za pośrednictwem przewodów połączonych z wielostykowym gniazdem, umieszczonym na tylnej ściance konwertera. Zamiast przebiegu z generatora napięcia piłokształtnego może być zastosowane napięcie z zewnętrznego źródła, np. potencjometru obracanego ręcznie. Należy w tym celu rozewrzeć zaciski *1* i *2*, a źródło napięcia włączyć między zacisk *2* i ziemię. Napięcia piłokształtne, szybkie i powolne, są doprowadzone do komparatora z tranzystorami *T220* i *T221*. Impulsy z komparatora, towarzyszące zrównaniu się wartości tych napięć są następnie formowane przez układ tranzystorów *T222* do *T225*. Działanie układu formującego szybkie napięcie piłokształtne sygnalizuje błyskanie lampy wskaźnikowej *V202*. Szczegóły przełączania kondensatorów ilustruje rys. 7-101. Dalszy ciąg układu przedstawia rys. 7-102. Układ próbkująco-zapamiętujący jest oddzielony od tłumika wejściowego i od wejścia *Y* rejestratora przez wtórniki napięciowe złożone odpowiednio z lampy *V101* i tranzystora *T101*, względnie *V103* i *T105*. Impulsy próbkujące z emitera tranzystora *T225* (rys. 7-99) wyzwalają dwa generatory samodławne impulsów, zbudowane z tranzystorów *T106* i *T107*. Bramki diodowe, otwierane impulsami z tych generatorów mają budowę symetryczną, by zapobiec przenikaniu sygnału sterującego do obwodu sygnału zapisywanego. W stanie spoczynkowym wszystkie diody są spolaryzowane w kierunku zaporowym i sygnał nie przechodzi przez bramki. Pod wpływem impulsów z generatorów samodławnych bramki zostają otwarte na czas równy długości impulsu. Kondensator *C105* ładuje się do napięcia sygnału, a następnie rozładowuje przez rezystor *R106*. Napięcie impulsowe uzyskane w ten sposób zostaje wzmocnione o 40 dB przez wzmacniacz z tranzystorami *T102* do *T104*, po czym jest doprowadzone do drugiej bramki, przenoszącej napięcie do kondensatora *C114*. Duża impedancja wejściowa lampy *V103* sprawia, że napięcie na tym kondensatorze pozostaje stałe między kolejnymi impulsami próbkującymi. Sprzężenie zwrotne z wyjścia wtórnika z tranzystorem *T105* do dolnego końca rezystora *R106* przyczynia się do poprawienia śledzenia napięcia sygnału.

Monitor napięcia wejściowego (rys. 7-103) umożliwia poprawne ustawienie poziomu napięcia tłu-



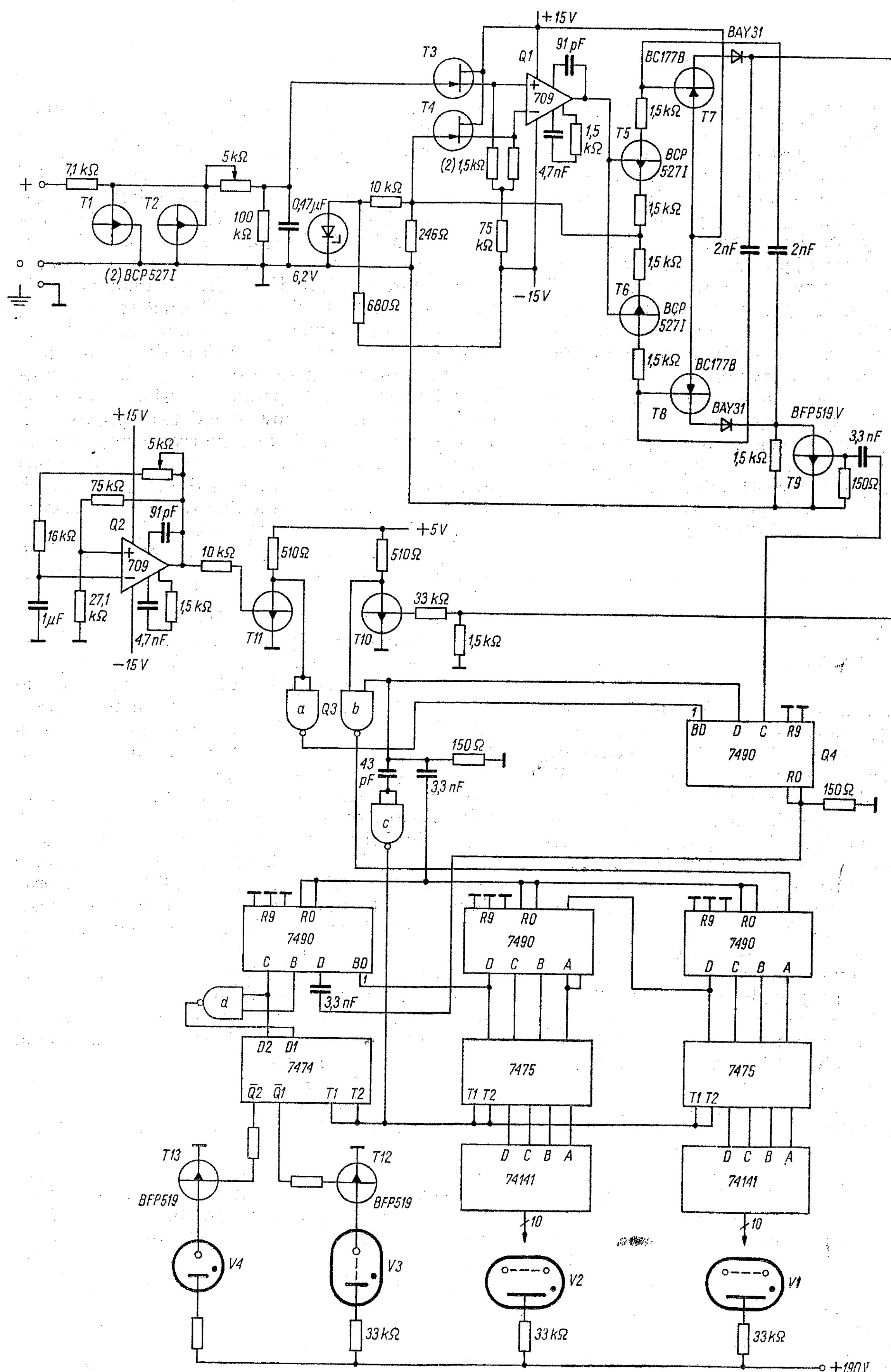
Rys. 7-103. Monitor napięcia wejściowego

mikiem wejściowym jeszcze przed rozpoczęciem rejestracji. Układ spełnia funkcję woltomierza szczytowego. Monitor jest dołączony do wyjścia pierwszego wtórnika (*T101*) w położeniu „kontrola" (input check) przełącznika *S101*. Tranzystor *T601* zwiększa impedancję wejściową monitora; następny stopień z tranzystorem *T602* steruje układ odwracający fazę z tranzystorami *T603*, *T604*. Te tranzystory i tranzystor *T605* mają charakterystykę parzystą, wskutek czego kondensator *C603* jest ładowany wyprostowanym dwupołówkowo napięciem wejściowym, wzmocnionym przez tranzystory *T602* do *T604*. Woltomierz, dołączony do emitera tranzystora *T606* sygnalizuje czy napięcie wejściowe układu próbkująco-zapamiętującego nie przekracza wartości szczytowej 0,1 V. W pozostałych położeniach przełącznika *S101* miernik wskazuje napięcie wyjściowe, a jego wskazówka powtarza wychylenie pisaka rejestratora.

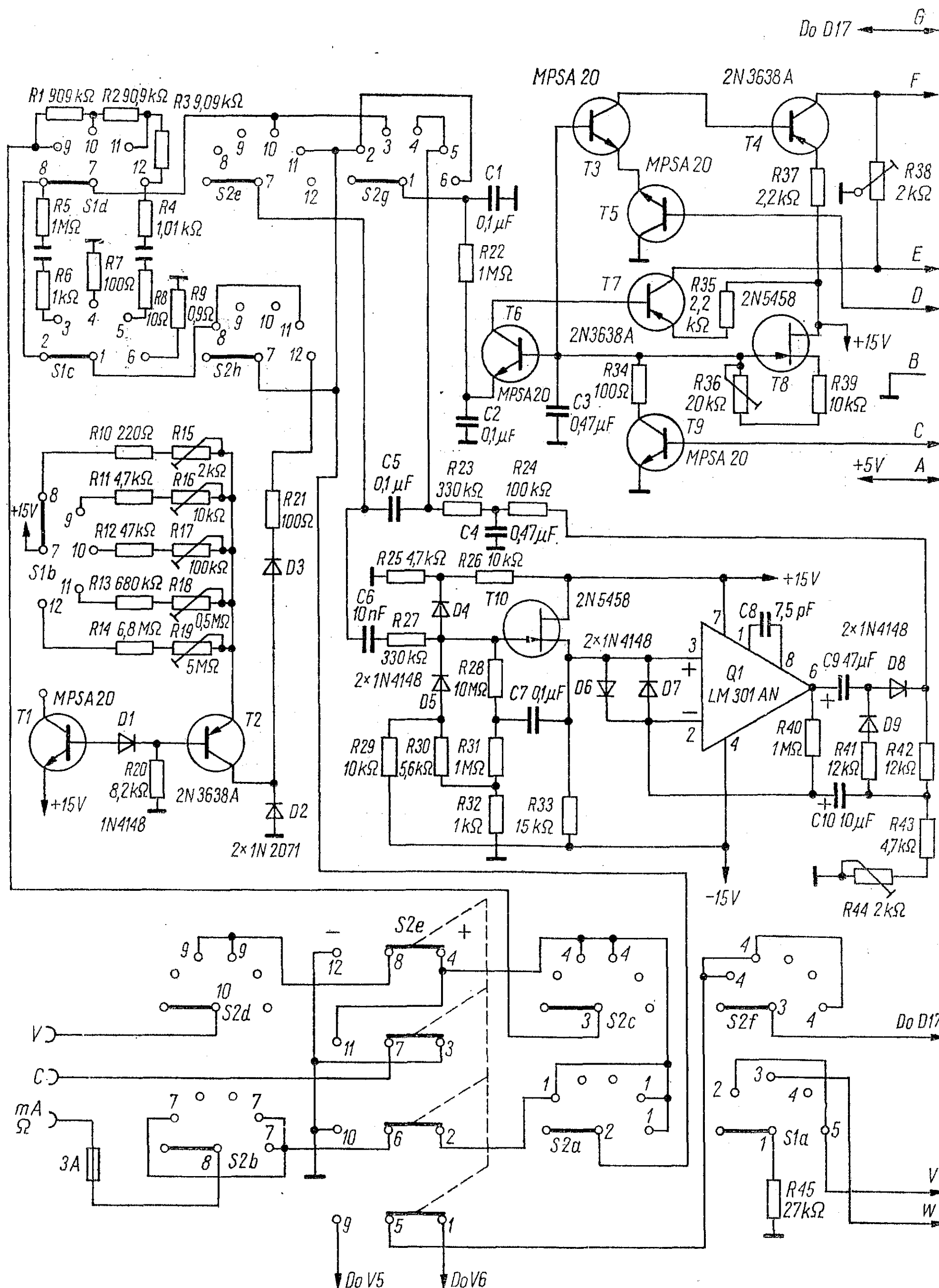
7.23 Woltomierze cyfrowe

Jedną z najprostszych koncepcji układowych woltomierzy cyfrowych reprezentuje miliwoltomierz Lumel N2-1 (rys. 7-104), jednozakresowy miernik tablicowy z zakresem od 0 do 199 mV. Stosunkowo mała zdolność rozdzielcza umożliwia znaczne uproszczenie konstrukcji przyrządu i zastosowanie jedynie najpopularniejszych typów układów scalonych. Działanie przyrządu jest oparte na zastosowaniu generatora sterowanego napięciem i cyfrowego miernika częstotliwości. Dla zmniejszenia nieliniowości charakterystyki generatora, wartości zerowej napięcia wejściowego odpowiada częstotliwość 10 kHz, a wartości maksymalnej napięcia — częstotliwość 20 kHz. Wejście miliwoltomierza zabezpieczają przed zbyt dużym napięciem tranzystory *T1* i *T2*, włączone jako diody. Dzielnik napięcia umożliwia dobranie czułości przy wzorcowaniu. Wzmacniacz wejściowy, złożony z tranzystorów *T3*, *T4*, wzmacniacza operacyjnego *Q1*, oraz tranzystorów *T5* i *T6*, dokonuje konwersji napięcia wejściowego na prąd sterujący multiwibrator z tranzystorami *T7*, *T8*. Liniowość tej konwersji zwiększa sprzężenie zwrotne do bramki tranzystora *T4*, do której jest doprowadzone również napięcie polaryzujące wstępnie układ w celu uzyskania częstotliwości odpowiadającej zerowemu napięciu wejściowemu. Fazę przebiegu z multiwibratora ustala tranzystor *T9*, sterowany z układu scalonego *Q4*, połączonego jako licznik mod 5 dla ustalania kolejności impulsów sterujących. Funkcje sterowania pełni wzmacniacz operacyjny *Q2*, włączony jako multiwibrator o częstotliwości 50 Hz. Wartość tej częstotliwości powinna być możliwie dokładnie równa częstotliwości sieci, po to by zapewnić duże tłumienie zakłóceń o tej częstotliwości, przedostających się do wejścia. Tranzystor *T11* i jedna z bramek układu *Q3*, włączona jako inwerter, zapewniają dopasowanie sygnału sterującego do wymagań układów TTL. Bramka *Q3b* pełni funkcję bramki licznika. Sygnał sterujący tę bramkę, po odpowiednim uformowaniu — w celu zapewnienia właściwej kolejności — jest użyty do sterowania przeniesienia wyniku z liczników dekadowych do pamięci i wskaźników oraz do kasowania liczników przed następnym cyklem pomiaru. Jedynie dwa pierwsze stopnie licznika, *Q5* i *Q8* tworzą pełne dekady. Najwyższa dekada jest wykorzystana jedynie jako licznik mod 5. Pierwsze zapełnienie dwóch najwyższych dekad nie jest wskazywane, bo jedynie na jednym wejściu bramki *Q3d* występuje sygnał *H*. W ten sposób układ nie reaguje na częstotliwość 10 kHz, odpowiadającą napięciu zerowemu. Kiedy licznik osiągnie stan 199, na wejściu *D1* przerzutnika *Q12* wystąpi sygnał *L*, co powoduje zaświecenie się jedynki, wyświetlanej przez lampę *V3*. Następny impuls, doprowadzony do licznika *Q11*, daje poziom *L* na wejściu *D2* przerzutnika *Q12* i zapala wskaźnik przepełnienia *V4*. Woltomierz reaguje jedynie na jeden kierunek napięcia wejściowego.

Prostotę z wielostronnością układu łączy miernik wielozakresowy Heathkit IM-1202 (rys. 7-105 do 7-107). Umożliwia on pomiar napięć stałych w zakresach 2, 20, 200 i 1000 V, napięć zmiennych w zakresach 2, 20, 200 i 700 V, prądów stałych lub zmiennych o częstotliwości 25 Hz do 10 kHz w czterech zakresach, od 2 mA do 2 A, oraz rezystancji w pięciu zakresach, od 200 Ω do 2 MΩ. Dokładność przyrządu nie jest wielka: uchyb na zakresie napięć stałych wynosi 1%, a przy pomiarze rezystancji 2%, wartości te odpowiadają jednak typowym uchybom przyrządów wskazówkowych i są uzyskiwane w przyrządzie przeznaczonym do amatorskiego montażu bez stosowania dodatkowych wzorców. Praca układu jest synchronizowana częstotliwością sieci. Do zasilania wskaźników cyfrowych służy nie filtrowane napięcie wyprostowane jednopołówkowo i ten przebieg przez dzielnik *R63*, *R64* wyznacza początek przebiegu konwersji, która odbywa się wtedy, gdy lampy wskaźnikowe są wygaszone wskutek działania diody *D17* (rys. 7-107). Krótki impuls z bramki *Q8A* popowoduje sprowadzenie liczników do stanu zerowego. Konwersja analogowo-cyfrowa zaczyna się od odcięcia tranzystora *T9*, przez co zostaje umożliwione ładowanie kondensatora *C3* stałym prądem z tranzystora *T8*. Równocześnie



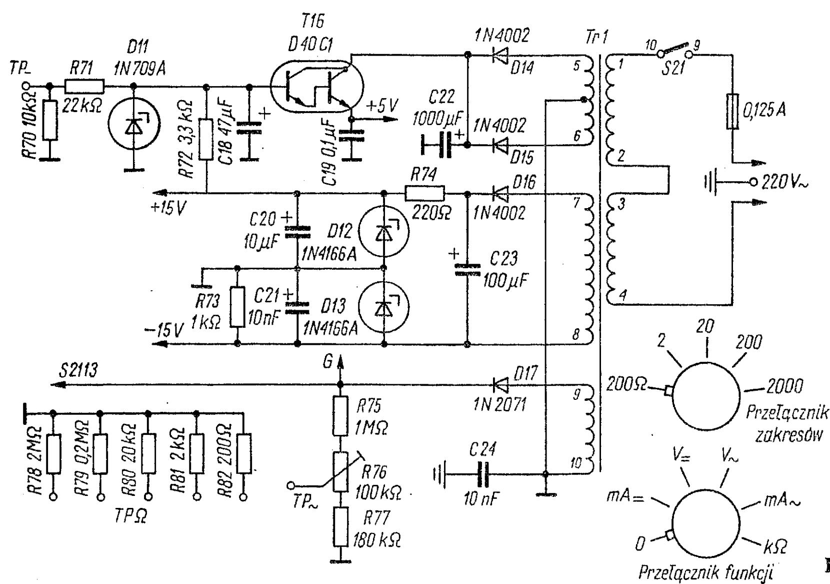
Rys. 7-104. Schemat cyfrowego miliwoltomierza tablicowego Lumel N2-1



Rys. 7-105. Schemat układu wejściowego miernika IM-1202

licznik rozpoczyna liczenie impulsów z multiwibratora *T11, T12,* synchronizowanego przez tranzystor *T13*. Proces ładowania kondensatora *C3* i zliczania impulsów trwa dopóty, dopóki napięcie na kondensatorze nie osiągnie wartości określonej przez napięcie wejściowe, doprowadzone do emitera tranzystora *T6,* pełniącego rolę komparatora. Przewodzenie tego tranzystora powoduje zmianę stanu przerzutnika, utworzonego z dwóch bramek NOR układu scalonego *Q2,* nasycenie *T9* i *T13,* a przez to rozładowanie kondensatora *C3* i zatrzymanie multiwibratora. Tranzystory *T3* do *T5* sterują drugi przerzutnik R-S układu *Q2,* wyznaczający początek drgań multiwibratora. Podstawowy zakres miernika obejmuje napięcie stałe od 0 do 2 V. Pozostałe elementy, przedstawione na rys. 7-105, służą do dopasowania sygnału wejściowego do wymagań konwertera. Pomiar rezystancji umożliwia generator stałego prądu z tranzystorem *T2*. Tranzystor *T1* jest włączony jako dioda stabilizacyjna, przy czym wykorzystuje się jej złącze baza-emiter. Wartość prądu, dobraną tak aby uzyskać spadek napięcia 2 V na

Rys. 7-106. Schemat części liczącej i wskaźników



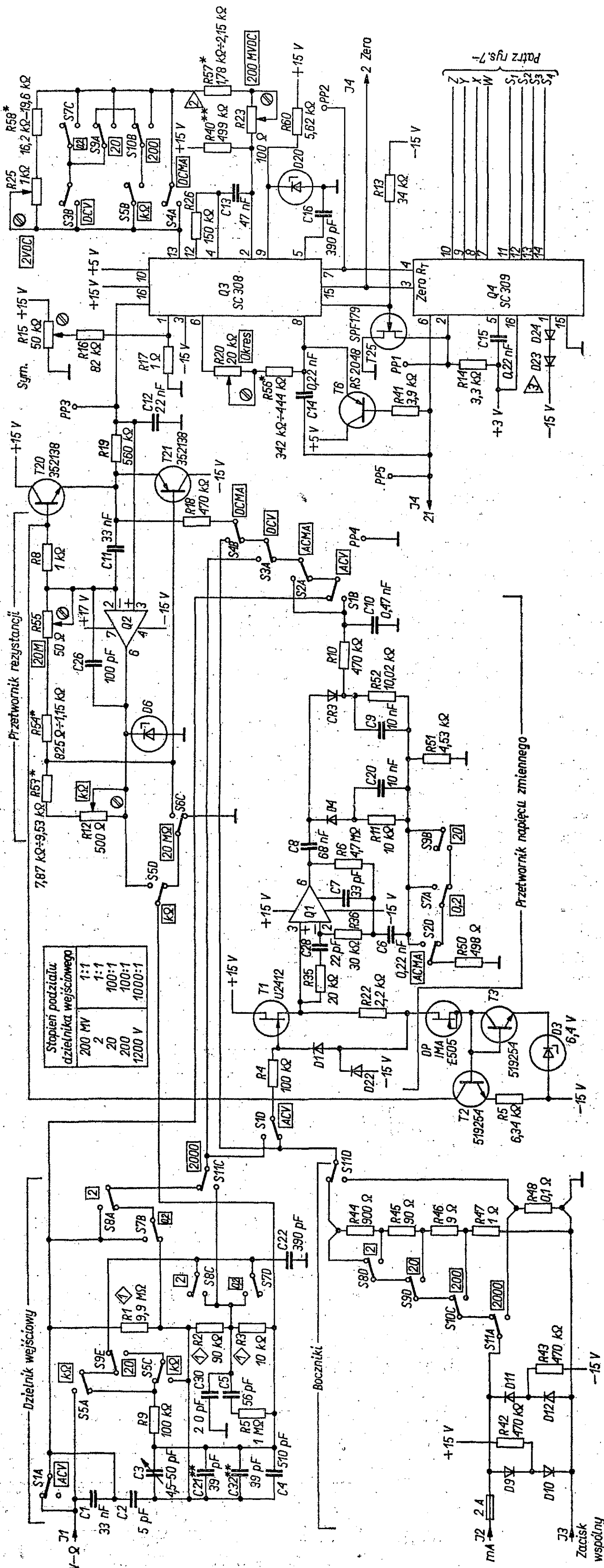
Rys. 7-107. Układa zasilacza

końcu zakresu, ustala się rezystorami *R10* do *R19*. Dla umożliwienia dokładnego dobrania ich wartości bez potrzeby posiadania wzorców rezystancji, są one dostarczane wraz z kompletem części do budowy miernika i wbudowane do niego na stałe (*R78* do *R82* na rys. 7-107). Dioda *D1* w układzie generatora stałego prądu służy do kompensacji temperaturowej, diody *D2* i *D3* zabezpieczają przed skutkami omyłkowego doprowadzenia napięcia do wejścia przyrządu włączonego na zakres rezystancji. Do konwersji napięcia zmiennego na napięcie stałe służy układ ze wzmacniaczem operacyjnym *Q1*, sterowany przez wtórnik źródłowy, zapewniający małą wartość impedancji źródła bez względu na zakres.

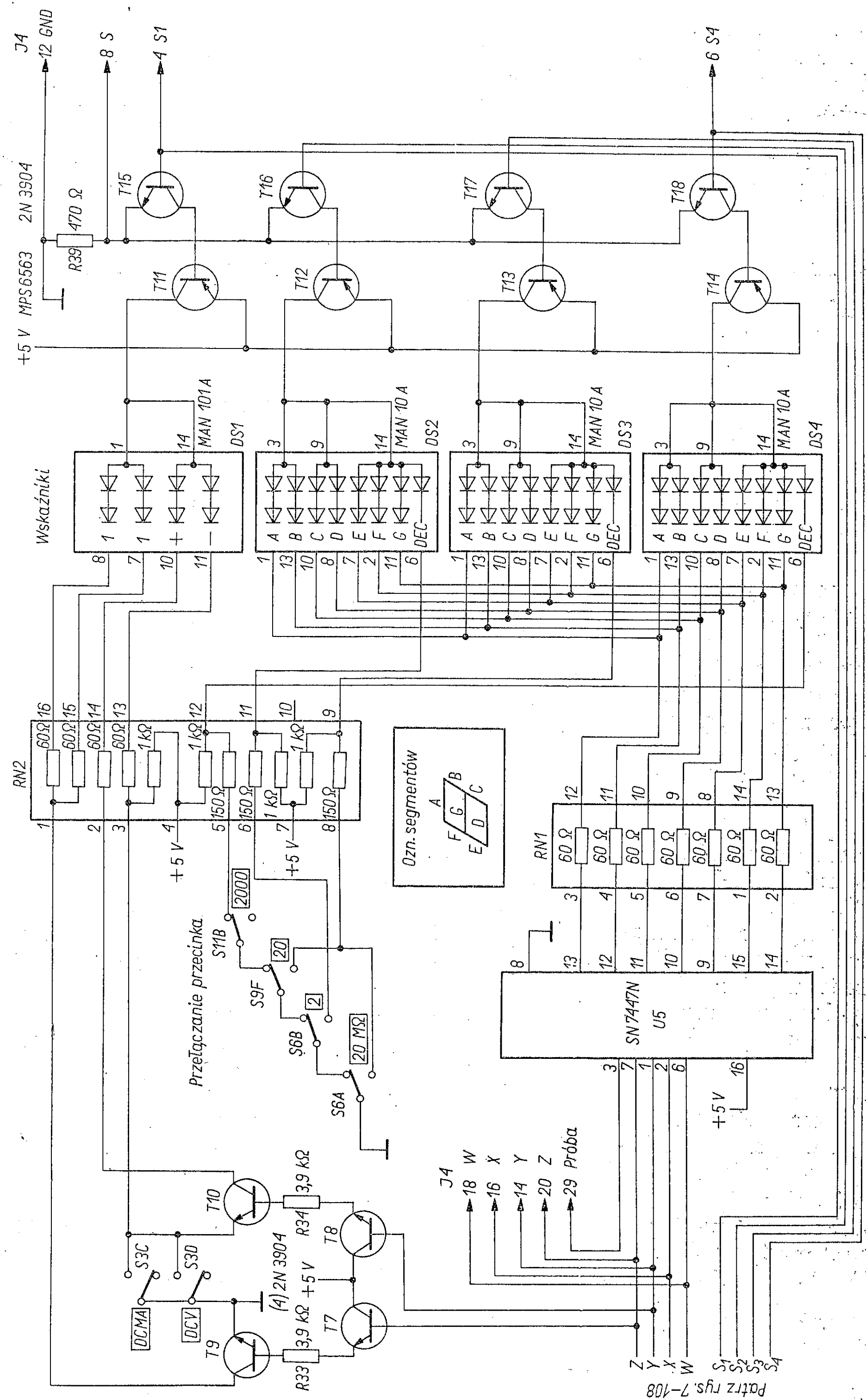
Układ zasilacza zwraca uwagę swoją prostotą. Mały pobór prądu przy napięciu +15 V i −15 V sprawia, że wystarcza tu prostowanie jednopołówkowe i stabilizacja jedynie za pomocą dwóch diod stabilizacyjnych. Obciążenie obu diod wyrównuje rezystor *R73*. Napięcie stabilizowane +15 V zostało dodatkowo wykorzystane do zasilania diody *D11*, której napięcie stanowi wzorzec dla stabilizatora 5 V. Budowę tego stabilizatora upraszcza zastosowanie tranzystora Darlingtona *T16*. Wysokie napięcie dla wskaźnika jest również prostowane jednopołówkowo, ale nie filtrowane. Jest to potrzebne ze względu na brak pamięci wyników, a dodatkowo korzystne również z tego względu, że zwiększa bezpieczeństwo układu sterującego lampy wskaźnikowe, który mógłby być narażony na zniszczenie, gdyby napięcie +5 V mogło zostać wyłączone wcześniej, niż wysokie napięcie zasilające lampy.

Wielozakresowy miernik cyfrowy Fluke 8000A (rys. 7-108 i 7-109) ma wskaźnik obejmujący 3,5 dekady (maksymalne wskazania 1999) i uchyb od 0,1% dla napięć stałych do 1% dla prądów zmiennych. Uproszczenie jego układu zostało osiągnięte przez zastosowanie dwóch specjalnych układów scalonych o wielkim stopniu integracji, produkowanych przez firmę Siliconix. Jeden z nich, typu SC308, pełni funkcję konwertera napięcie-częstotliwość, drugi, SC309, stanowi licznik o pojemności 3,5 dekad ze stroboskopowym wyjściem w kodzie BCD. Przy zerowym napięciu wejściowym, częstotliwość wytwarzana przez przetwornik napięcie-częstotliwość, wynosi około 80 kHz. Napięcie mierzone zmienia tę częstotliwość o ±40 kHz. Licznik pracuje w układzie rewersyjnym, co przyczynia się do wyeliminowania niestabilności zera i automatycznie określa znak mierzonego napięcia. Wyjścia *W, X, Y, Z* oznaczają bity w kodzie BCD, natomiast wyjścia *S1* do *S4* zawierają informację o tym, której dekady dotyczy cyfra przekazywana do wskaźnika. Takie wyjście stroboskopowe jest ekonomicznym rozwiązaniem w systemie LSI, gdyż umożliwia ograniczenie liczby wyprowadzeń z układu scalonego, a osiąga się to jedynie przez rozbudowę wewnętrzną układu, w niewielkim stopniu wpływającą na jego koszt. Do sterowania wskaźników może być przy tym zastosowany tylko jeden dekoder.

Przetwornik napięcie-częstotliwość ma dwa zakresy podstawowe, 0,2 i 2 V. Do ustalania częstotliwości, odpowiadającej tym wartościom napięcia, służą rezystory *R23, R57, R25* i *R58*. Na zakresie 2 V są czynne wszystkie rezystory, natomiast na zakresie 0,2 V jedynie *R23* i *R57*. Częstotliwość przetwornika bez sygnału wejściowego ustawia się rezystorem *R20*. Tranzystory *T20* i *T21* zabezpieczają wejście przetwornika przed zbyt wysokim napięciem. W mierniku został zastosowany siedmiosegmentowy wskaźnik z diodami luminescencyjnymi o wspólnych anodach. Wskaźnik dla najwyższej dekady jest ograniczony do jedynki i wskaźnika znaku. Anody wskaźników, a tym samym dekady, są przełączane za pomocą tranzystorów *T11* do *T18*, natomiast katody, czyli segmenty — za pośrednictwem dekodera. Świeci ten segment, który jest połączony z wyjściem dekodera o poziomie *L*, jeżeli równocześnie przewodzą odpowiednie tranzystory sterujące anody. Wskaźniki dla pełnych dekad są wyposażone jeszcze w kropki dziesiętne, przełączane klawiszami przełączającymi zakres. Skompensowany dzielnik wejściowy ma jedynie dwa ogniwa; pozostałe zakresy uzyskuje się przez doprowadzenie napięcia wejściowego bezpośrednio do przetwornika i przez kombinację tłumika wejściowego z drugim zakresem podstawowym przetwornika. Przy pomiarze prądu wykorzystuje się najczulszy zakres napięciowy. Bocznik jest uniwersalny, z wyjątkiem najwyższego zakresu mającego oddzielny bocznik czterokońcówkowy. Zabezpieczenie wejścia do pomiaru prądu stanowi bezpiecznik topikowy i diody ograniczające napięcie na boczniku. Po to by zapobiec fałszowaniu pomiaru przez prąd diod w normalnych warunkach diody *D9* i *D11* zostały spolaryzowane w kierunku zaporowym przez napięcie zasilania, doprowadzone przez rezystory *R42* i *R43*. Przetwornik napięcie zmienne — napięcie stałe zawiera wtórnik źródłowy z tranzystorem *T1*, diody *D4* i *D5* oraz wzmacniacz operacyjny linearyzujący charakterystykę prostownika. Prąd wyprostowany przez diody płynie również przez rezystor *R51* i wytwarza na nim spadek napięcia, stanowiący sygnał sprzężenia zwrotnego ujemnego dla wzmacniacza *Q1*. Włączenie rezystor *R50* równolegle do *R51* zwiększa wzmocnienie 10 razy, dostosowując je do zakresu podstawowego 0,2 V. Do pomiaru wykorzystuje się tylko napięcie wyprostowane przez diodę *D5*;

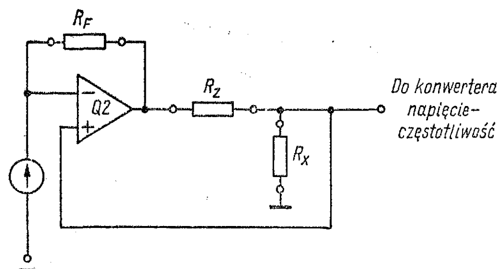


Rys. 7-108. Schemat wielozakresowego miernika cyfrowego Fluke 8000A — część pomiarowa



Rys. 7-109. Schemat sterowania wskaźników siedmiosegmentowych w mierniku 8000A

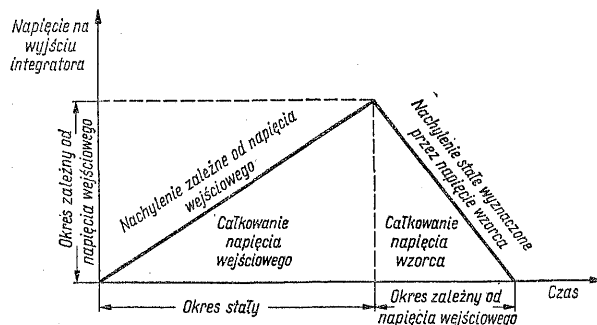
dioda *D4* zapewnia symetrię układu wzmacniacza. Tranzystor *T1* ma źródło zasilane stałym prądem z diody polowej *DP*. Sygnał z prostownika zostaje poddany filtracjiw filtrze aktywnym ze wzmacniaczem *Q2*. Wzmacniacz *Q2* jest wykorzystany jeszcze w innej roli w konwerterze rezystancja-napięcie, którego zasadę ob-



Rys. 7-110. Uproszczony schemat konwertera rezystancja — napięcie w mierniku 8000A

jaśniono na rys. 7-110. Wzmacniacz w tym układzie utrzymuje stałe napięcie na rezystorze zakresu R_z. Przy pominięciu prądu wejściowego konwertera napięcie-częstotliwość i prądu płynącego do wejścia nieodwracającego wzmacniacza, prąd płynący przez R_z przepływa również przez rezystor mierzony R_x, a zatem napięcie na tym rezystorze jest proporcjonalne do jego wartości. Na zakresie 20 MΩ spadek napięcia na rezystorze R_z wynosi 1 V, a na pozostałych zakresach wartość R_s zostaje zmieniona tak, aby otrzymać spadek napięcia na R_z równy 10 V. Źródło prądowe dla konwertera rezystancji tworzy tranzystor *T2*. Napięcie jego bazy jest stabilizowane przez diodę *D3*, skompensowaną przez tranzystor *T3*, włączony jako dioda. Prąd tej połączonej diody stabilizacyjnej pochodzi znowu z diody polowej *DP* (rys. 7-108).

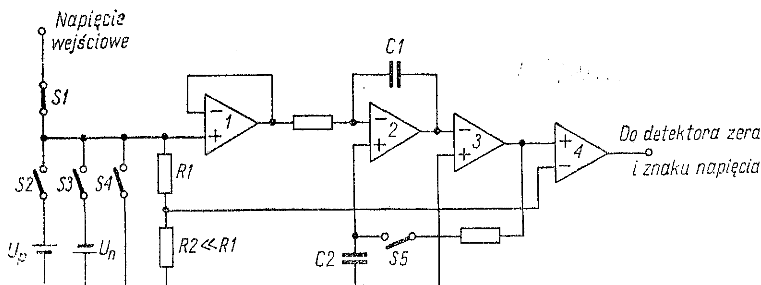
Bardzo rozpowszechnioną zasadę woltomierzy cyfrowych reprezentuje układ z podwójnym całkowaniem, pokazany w postaci schematu blokowego na rys. 7-111. Układ ten jest przystosowany do pomiaru napięcia dodatniego i ujemnego i automatycznie kompensuje niestabilność zera. Przebieg napięcia na wyjściu integratora charakterystyczny dla układu ilustruje rys. 7-112. Wszystkie wyłączniki, występujące w



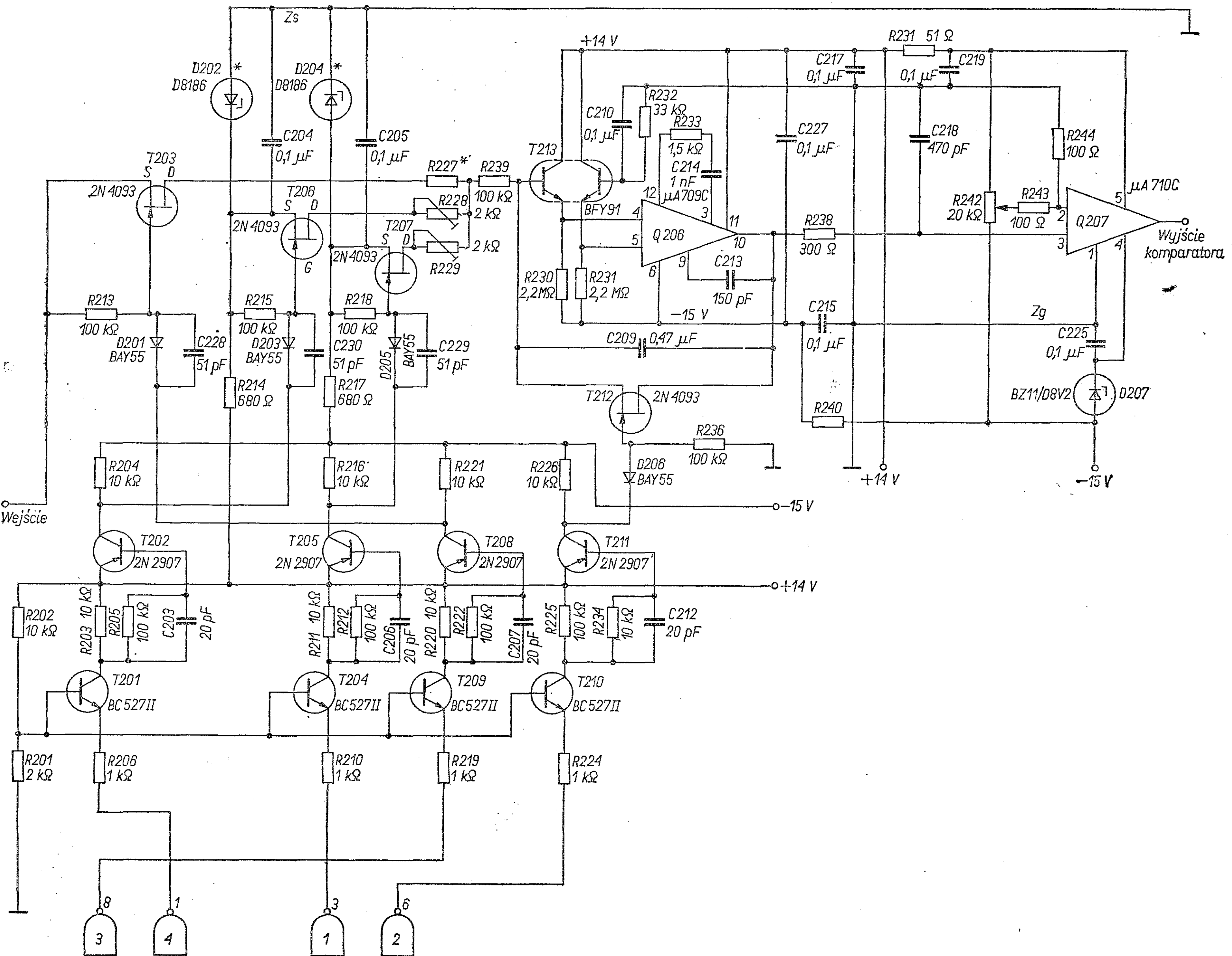
Rys. 7-112. Przebieg napięcia na wyjściu integratora

układzie, są zrealizowane z reguły w postaci wyłączników z tranzystorami polowymi. Istotną część układu, nie pokazaną na rysunku, tworzy licznik i generator, oraz układ sterujący. W pierwszym okresie pomiaru jest zamknięty wyłącznik *S1*, a integrator całkuje napięcie wejściowe (ujemne). Równocześnie generator zegarowy zostaje połączony z wejściem licznika. Stan ten trwa tak długo, dopóki licznik nie wypełni się do określonej liczby, równej maksymalnym wskazaniom. Następuje wówczas otwarcie wyłącznika *S1*, skasowanie licznika, a wejście układu zostaje połączone za pomocą wyłącznika *S2* z dodatnim napięciem wzorcowym. Drugi proces całkowania i zliczania impulsów z generatora trwa dopóty, dopóki napięcie wyjściowe integratora nie osiągnie ponownie wartości zerowej. Nachylenie zbocza przebiegu wyjściowego przy drugim całkowaniu ma wartość stałą i większą lub równą nachyleniu istniejącemu przy pierwszym całkowaniu, ponieważ napięcie wzorcowe jest równe maksymalnemu napięciu zakresu podstawowego. Stan napięcia na wyjściu integratora jest określony przez komparator, który przy przejściu napięcia przez zero zatrzymuje liczenie impulsów z generatora zegarowego. Gdyby napięcie mierzone było dodatnie, przy drugim całkowaniu zostałby zamknięty wyłącznik *S3*, włączający wzorzec ujemny.

Oprócz opisanych zasadniczych funkcji, omawiany układ ma jeszcze jedną funkcję — automatyczną kompensację niestabilności zera, zapobiegającą całkowaniu napięcia niezrównoważe-



Rys. 7-111. Schemat blokowy konwertera napięcie — czas *1* — wtórnik napięciowy; *2* — integrator; *3* — wzmacniacz; *4* — komparator



Rys. 7-113. Przykład realizacji przetwornika napięcie—czas (woltomierz cyfrowy Elpo V-531)

nia wzmacniacza wejściowego lub integratora. Do tego celu służą wyłączniki *S4* i *S5* — zamknięte przed właściwym cyklem konwersji oraz kondensator *C2*. Wzmocnione napięcie błędu ładuje kondensator *C2*, wprowadzając kompensację w czasie konwersji, kiedy wyłączniki *S4* i *S5* pozostają otwarte.

Wzmacniacz *3* oprócz odwracania znaku napięcia dla układu korekcji zera wprowadza wzmocnienie dla zwiększenia nachylenia zboczy przebiegu na wyjściu integratora i zmniejszenia niepewności decyzji komparatora. Złą stronę tego wzmacniacza stanowi wprowadzanie opóźnienia, fałszującego czas przejścia napięcia na wejściu komparatora przez zero. Dla skompensowania tego wpływu do drugiego wejścia komparatora jest doprowadzona część napięcia wejściowego, określona przez dzielnik *R1, R2*.

Praktyczną realizację układu opartego na tej zasadzie ilustruje rys. 7-113, przedstawiający część schematu woltomierza cyfrowego Elpo V-531. W tym woltomierzu nie ma układu automatycznej korekcji zera. Zamiast tego przewidziano potencjometr *R242* do ustawiania napięcia odniesienia dla komparatora oraz — nie pokazany na schemacie — potencjometr do zerowania wzmacniacza wejściowego. Ten drugi potencjometr jest dostępny z zewnątrz przyrządu. Tranzystor polowy *T212* służy do rozładowywania kondensatora integratora *C209* przed każdym cyklem konwersji. Napięcie mierzone jest włączane tranzystorem *T203*, natomiast napięcie wzorcowe, pochodzące z diod skompensowanych termicznie *D202, D204* — dołączają do wejścia integratora tranzystory *T206* lub *T207*. Ponieważ napięcie diod wzorcowych nie może być ustalone z góry na odpowiedniej wartości, a włączenie potencjometrów równolegle do nich jest niedopuszczalne ze względu na zmianę rezystancji źródła jak również pogorszenie stabilności, wprowadzono rezystory nastawne *R228* i *R229*, umożliwiające kalibrację woltomierza. Tranzystory polowe, pełniące funkcję wyłączników, są sterowane napięciem wyjściowym z układów cyfrowych TTL za pośrednictwem dwustopniowych układów przesuwających poziom napięcia, np. tranzystory *T201* i *T202* dopasowują poziom napięcia sterującego dla tranzystora *T206*. Baza tranzystora *T201* ma stałe napięcie z dzielnika *R202, R201*, wynoszące 2,3 V. Emiter tego tranzystora jest sterowany napięciem, odpowiadającym poziomowi *H* lub *L* układu TTL, które to poziomy leżą w wystarczającej odległości od napięcia bazy, aby zapewnić niezawodne przełączanie tranzystora *T201*. Napięcie na jego kolektorze może się zmieniać tylko w zakresie od +2,3 V do +14 V. Dla uzyskania napięcia zmieniającego się od −15 V do +14 V jest potrzebny drugi stopień z tranzystorem *T202*, zasilanym napięciem ujemnym i dodatnim. Dioda *D203* izoluje obwód bramki tranzystora polowego od obwodu sterującego, kondensator *C230* przyspiesza przełączanie, a rezystor *R215* chroni obwód źródło-bramka tranzystora przed przebiciem, nie dopuszczając do powstania w nim napięcia, kiedy bramka jest odizolowana od obwodu sterującego przez diodę, a na źródle panuje napięcie dodatnie.

Niekiedy jest pożądane, aby w woltomierzu cyfrowym, mającym konwerter napięcie-częstotliwość, układ konwertera pracował liniowo od zerowej wartości częstotliwości, a nie tylko od pewnej wartości spoczynkowej. To wymaganie występuje np. wówczas gdy woltomierz cyfrowy stanowi część cyfrowego miernika częstotliwości, jak w przypadku uniwersalnego mierni-

Rys. 7-114. Zasada konwertera napięcie-częstotliwość, stosowanego w przyrządzie Hewlett-Packard 5306A

ka Hewlett-Packard 5306A. Zasada działania takiego konwertera jest objaśniona na rys. 7-114, na którym dla uproszczenia pozostawiono tylko elementy pracujące przy napięciu wejściowym dodatnim. Wzmacniacz wejściowy i integrator jest wspólny dla obu konwerterów. Częstotliwość zegarowa układu wynosi 200 kHz i jest uzyskiwana z podzielenia częstotliwości podstawy czasu licznika, równej 10 MHz. Komparator porównuje napięcie wyjściowe integratora z napięciem U_P. Jeżeli napięcie z integratora jest mniejsze od U_P, wówczas najbliższy impuls zegarowy sprowadza wyjście Q przerzutnika do stanu H, powodując skierowanie prądu wzorcowego I_R, płynącego dotychczas przez diodę $D2$, do wejścia sumującego integratora. Gdy wyjście Q przerzutnika znajduje się w stanie H, impulsy zegarowe są kierowane do licznika. Średnia częstotliwość impulsów doprowadzonych do licznika, podzielona przez częstotliwość impulsów zegarowych, jest równa współczynnikowi wypełnienia impulsów istniejących na wyjściu przerzutnika i proporcjonalna do napięcia wejściowego, o czym łatwo przekonać się, podstawiając wyrażenia na składniki prądu wejściowego integratora do równania, opisującego całkowanie prądów:

$$\int_0^T (i_1+i_2+i_c)\,dt = 0$$

$$i_1 = U_i/R1\,, \quad i_2 = -I_R k\,, \quad \int_0^T i_c\,dt \to 0$$

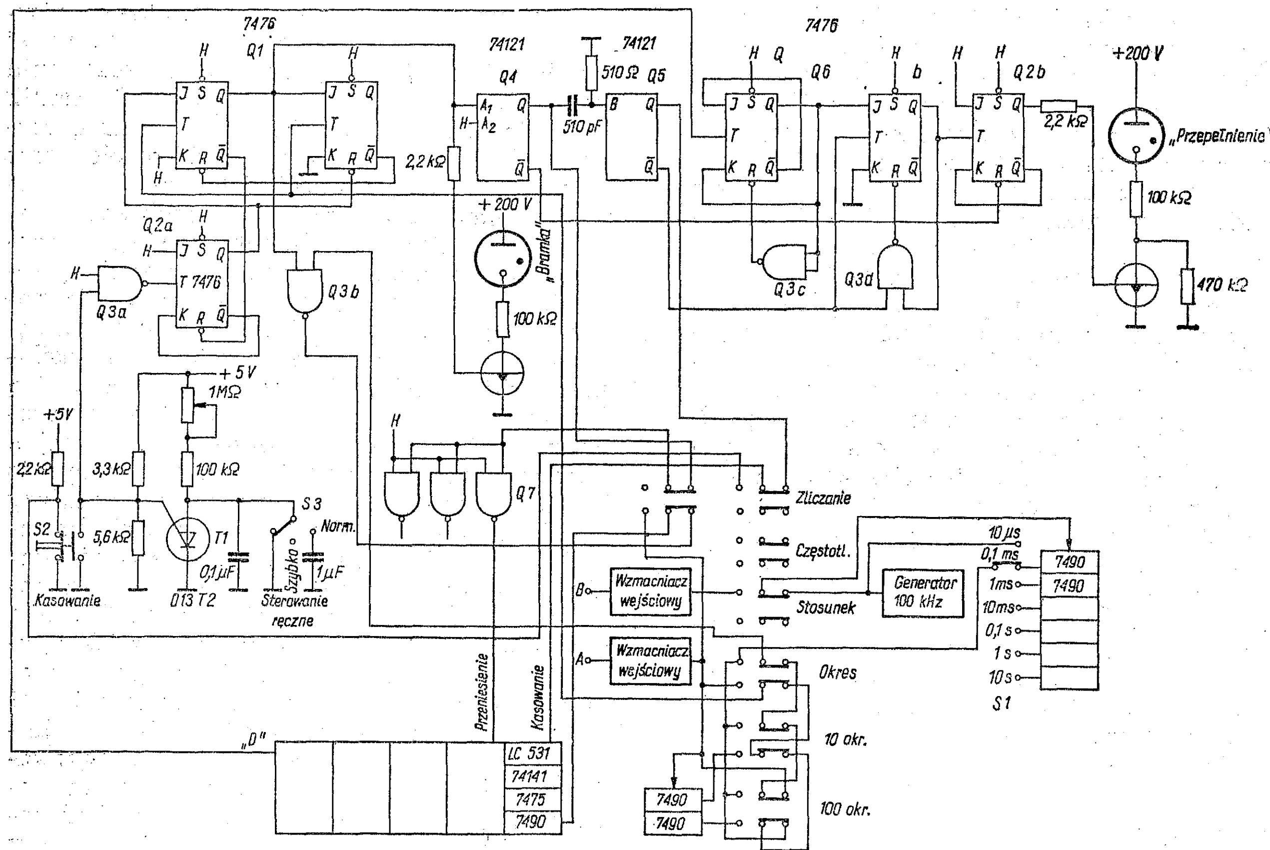
$$U_i = kI_R R1$$

k oznacza współczynnik wypełnienia, albo stosunek częstotliwości.

Ze względu na to, że częstotliwość zegarowa pochodzi z tego samego źródła, co częstotliwość podstawy czasu dla licznika, na dokładność pomiaru napięcia wpływa jedynie dokładność wzorca prądu oraz stabilność wzmacniacza wejściowego i integratora. W celu zmniejszenia błędu powodowanego niestabilnością punktu zerowego układ zawiera automatyczną korekcję zera, działającą podczas wyświetlania wyniku, przy zamkniętych wyłącznikach $S1$ i $S2$.

7.24 Cyfrowe mierniki częstotliwości

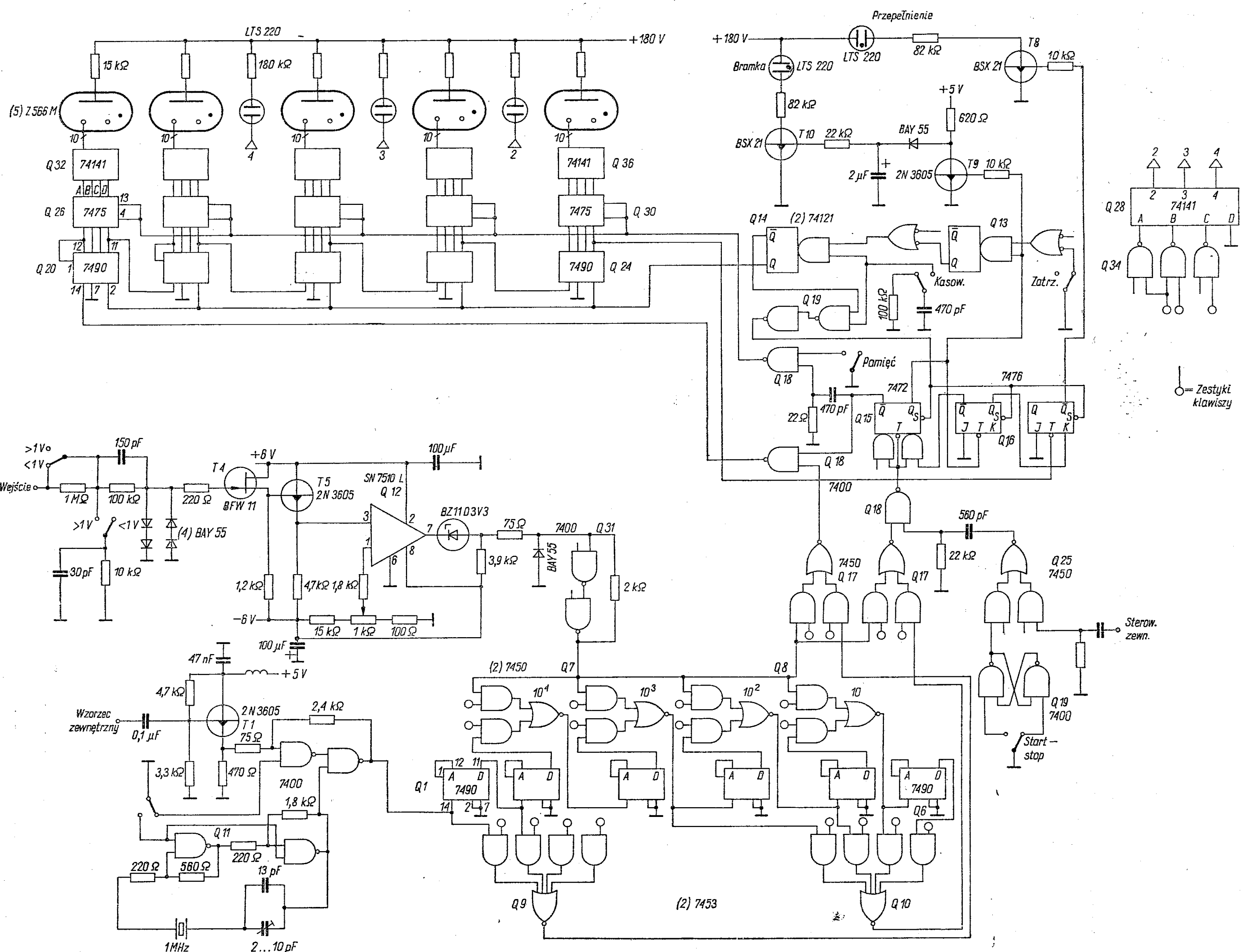
Na rysunku 7-115 przedstawiono uproszczony schemat uniwersalnego licznika cyfrowego, umożliwiającego zliczanie impulsów, pomiar częstotliwości przy zastosowaniu wewnętrznego wzorca, pomiar stosunku dwóch częstotliwości, pomiar okresu lub wielokrotności okresu, równej 10 lub 100, przy rozdzielczości ustawianej dekadowo od 10 μs w górę. Przy zastosowaniu typowych układów scalonych rodziny 74 licznik działa do częstotliwości 30 MHz. Granicę częstotliwości można zwiększyć dwukrotnie przez zastosowanie w pierwszej dekadzie i bramce głównej elementów o większej szybkości. Przełączanie funkcji przyrządu odbywa się za pomocą przełącznika klawiszowego. Położenie przełącznika pokazane na rysunku odpowiada pomiarowi częstotliwości. Klawisz oznaczony „częstotliwość" służy jedynie do włączania zasilania kropki dziesiętnej, przełączanej oddzielną płytką przełącznika podstawy czasu, co dla uproszczenia nie zostało umieszczone na rysunku. Przebieg mierzony zostaje doprowadzony do wejścia A, skąd przez wzmacniacz formujący i przełącznik funkcji dociera do wejścia bramki głównej $Q3b$. Cykl pomiaru wyzwalają impulsy wytwarzane przez generator z programowanym tranzystorem jednozłączowym $T1$, albo — przy jego wyłączeniu — przez przycisk ręczny $S2$. Długość impulsu bramkującego wyznacza położenie przełącznika $S1$. Przerzutniki $Q1$ i $Q2a$ zapewniają wytworzenie tylko jednego impulsu brakującego po każdym impulsie wyzwalającym. Otwarcie bramki jest sygnalizowane zapaleniem się neonówki „bramka". Po skończeniu impulsu bramkującego, impuls uformowany przez uniwibrator $Q4$ wywołuje przeniesienie stanu liczników do pamięci i dekoderów, a następny impuls, pochodzący z uniwibratora $Q5$ kasuje liczniki, przygotowując je do następnego cyklu. Licznik zawiera 5 dekad. Przez wybór długości impulsu bramkującego można uzyskać przesunięcie okienka pomiarowego dla zapewnienia rozdzielczości większej od pięciu miejsc. Obecność cyfr znaczących na lewo od wybranego okienka pomiarowego sygnalizuje wskaźnik przepełnienia, zawierający przerzutniki $Q6$, $Q2b$, bramki $Q3c$, $Q3d$, oraz tranzystor i neonówkę. Kryterium przepełnienia licznika stanowi przejście wyjścia D najwyższej dekady ze stanu H do L, pod warunkiem, że nie nastąpiło to pod wpływem impulsu kasującego. Przejście to formuje krótki impuls za pośrednictwem przerzutnika $Q6a$ i bramki $Q3c$, wykorzystanej jako element opóźniający. Impuls na wyjściu przerzutnika $Q6a$ występuje niezależnie od tego, czy równocześnie pojawił się impuls kasujący. Do wykrywania koincydencji tych impulsów służy układ z przerzutnikiem $Q6b$ i bramką $Q3d$. Impuls na wyjściu tego przerzutnika występuje jedynie wtedy, gdy impuls z $Q6a$ nie pojawił się równocześnie z impulsem kasującym. Przerzutnik $Q2b$ podtrzymuje sygnał o przepełnieniu do chwili skasowania go impulsem przeniesienia. Ze względu na to, że impuls przeniesienia występ-



Rys. 7-115. Uproszczony schemat uniwersalnego miernika częstotliwości

puje bezpośrednio przed impulsem kasowania, neonówka pozostaje zapalona, jak długo występuje przepełnienie. Przy pomiarze stosunku częstotliwości wewnętrzny generator zostaje odłączony od dzielnika częstotliwości, a na jego miejsce włącza się drugi wzmacniacz formujący, umożliwiający doprowadzenie sygnału z wejścia *B*. Może on pochodzić z zewnętrznego wzorca o dokładności większej od wbudowanego generatora kwarcowego. W przypadku wykorzystania przyrządu do zliczania impulsów bramka pozostaje stale otwarta, a stan liczników jest bezpośrednio przenoszony do dekoderów. Podczas pomiaru okresu przebieg wejściowy przejmuje sterowanie bramki i są zliczane impulsy zegarowe z wybranego stopnia dzielnika częstotliwości, albo bezpośrednio z generatora kwarcowego. Przy pomiarze 10 okresów na drodze sygnału zostaje umieszczony jeden licznik dekadowy, a przy pomiarze 100 okresów — dwa. Ten rodzaj pomiaru jest przydatny w przypadku przebiegów małej częstotliwości o niezbyt dużej stałości, a także dla zwiększenia precyzji pomiaru krótkich okresów, ograniczonej maksymalną wartością częstotliwości zegarowej.

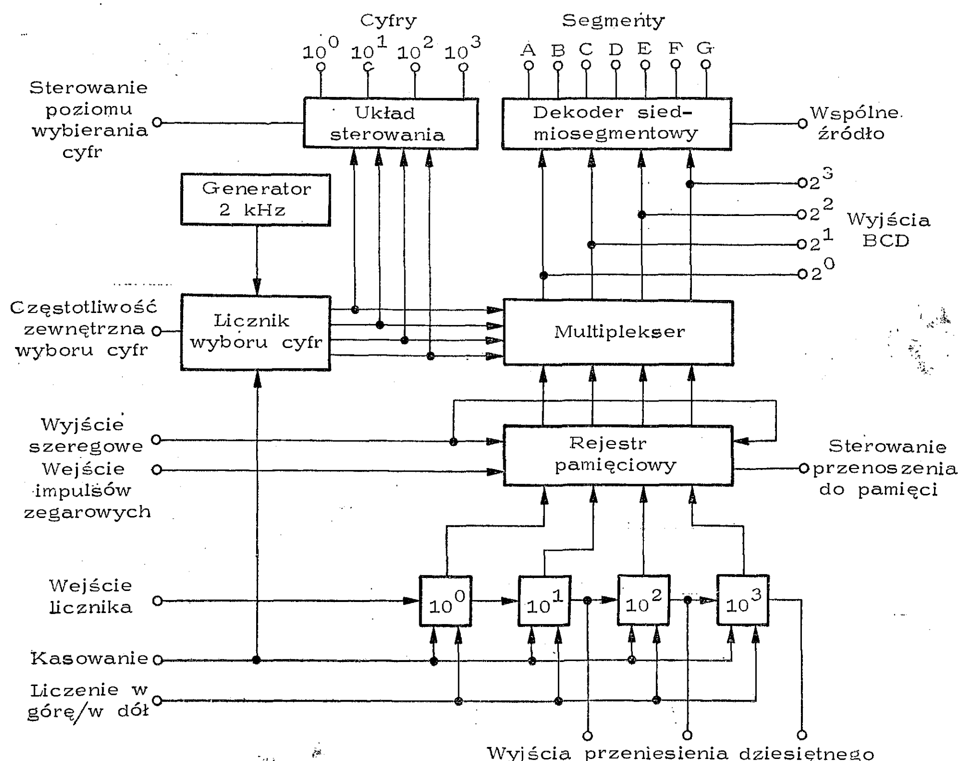
Licznik Elpo C549A, przedstawiony na rys. 7-116 różni się od poprzednio opisanego przyrządu rozwiązaniem poszczególnych zespołów. Jego zakres częstotliwości jest ograniczony do 12,5 MHz. Wewnętrzny generator pracuje na częstotliwości 1 MHz. Przy pomiarze okresu rozdzielczość jest stała i wynosi 1 µs, chociaż nie na wszystkich zakresach można ją w pełni wykorzystać ze względu na liczbę miejsc wskaźnika. Podczas pomiaru wielokrotności okresu, do podziału przebiegu wejściowego wykorzystuje się dzielnik podstawy czasu, co daje możliwość ustawienia liczby mierzonych okresów od 10 do 10000 w czterech stopniach. Wyłączanie pamięci, zapobiegającej migotaniu cyfr w czasie liczenia, odbywa się za pomocą osobnego przełącznika i nie jest związane z wybraną funkcją przyrządu. Do przełączania stopni dzielnika częstotliwości i funkcji tego dzielnika przy pomiarze częstotliwości i okresu wykorzystano bramki typu AND-NOR. Układ wejściowy zawiera prosty tłumik przełączany w dwóch zakresach: 10 mV do 1 V i 1 V do 100 V, diody ograniczające napięcie, konwerter impedancji z tranzystorem polowym i bipolarnym, komparator z ustawianym napięciem odniesienia i przerzutnik zbudowany z dwóch bramek NAND z obwodem zewnętrz-



Rys. 7-116. Schemat cyfrowego miernika częstotliwości Elpo C 549 A

nym, dającym sprzężenie zwrotne dodatnie. Miernik jest wyposażony w jeszcze jeden wzmacniacz wejściowy, złożony z tranzystora *T1* oraz połowy układu scalonego *Q11*. Drugi wzmacniacz jest wykorzystywany do pomiaru stosunku częstotliwości lub doprowadzenia częstotliwości z zewnętrznego wzorca. Prostszy układ tego wzmacniacza powoduje ograniczenie częstotliwości wejściowej do zakresu od 1 kHz do 10 MHz przy napięciu od 0,4 do 14 V. Wyjścia *BCD* poszczególnych dekad, sygnały o położeniu kropki dziesiętnej oraz sygnał sterujący przeniesienie wyniku do pamięci, oznaczający koniec cyklu pomiaru, są dostępne przez gniazdo umieszczone na tylnej ściance przyrządu. Umożliwia ono dołączenie drukarki, zewnętrznego wskaźnika lub podobnych urządzeń, przystosowanych do kodu *BCD* i poziomów rodziny TTL.

Wielkie rozpowszechnienie liczników cyfrowych zarówno do pomiaru częstotliwości, jak i stanowiących zespół innych mierników, np. woltomierzy cyfrowych, skłoniło licznych producentów do opracowania specjalnych układów scalonych o wielkiej skali integracji (LSI), obejmujących funkcje całych zespołów licznika. Przykładem takich układów mogą być układy AY-5-4007A firmy General Instrument i MK5009P firmy Mostek. Pierwszy z nich (rys. 7-117) stanowi czterodekadowy licznik rewersyjny, zawierający rejestr pamięciowy, dekoder siedmiosegmentowy, multiplekser stroboskopowy i wewnętrzny generator do wyboru cyfr. Układ jest zrealizowany technologią MTNS z tranzystorami wzbogacanymi o kanale *p*. Obudowa 40-nóżkowa umożliwia wykorzystanie wszystkich funkcji układu. Przy rezygnacji z niektórych funkcji, układ może być umieszczony w obudowie 24-nóżkowej. Wejście licznika steruje proces synchronicznego liczenia o kierunku zależnym od poziomu na wejściu „liczenie w górę/liczenie w dół". Licznik jest złożony z przerzutników typu „master-slave" sterowanych dodatnim zboczem impulsów zegarowych. Zapewnia to poprawne liczenie nawet w przypadku zmiany kierunku podczas dowolnego stanu wejścia. Wejście kasujące umożliwia sprowadzenie wszystkich dekad do stanu zerowego. Trzy najwyższe dekady są wyposażone w wyjścia sygnalizujące przeniesienie dziesiętne, działające poprawnie również przy zmianie kierunku liczenia. Stan dekad może być przenoszony do multipleksera albo w sposób ciągły, albo pod wpływem impulsu na wejściu „przenoszenie do pamięci". Rejestr pamięciowy może również działać jako rejestr przesuwny o wejściach równoległych i wyjściu szeregowym. W tym zastosowaniu do wejścia impulsów zegarowych doprowadza się impulsy przesuwające, a zawartość rejestru jest dostępna przez wyjście szeregowe i krąży w rejestrze wskutek połączenia wyjścia z wejściem pierwszego stopnia. Dla odczytania pełnej zawartości

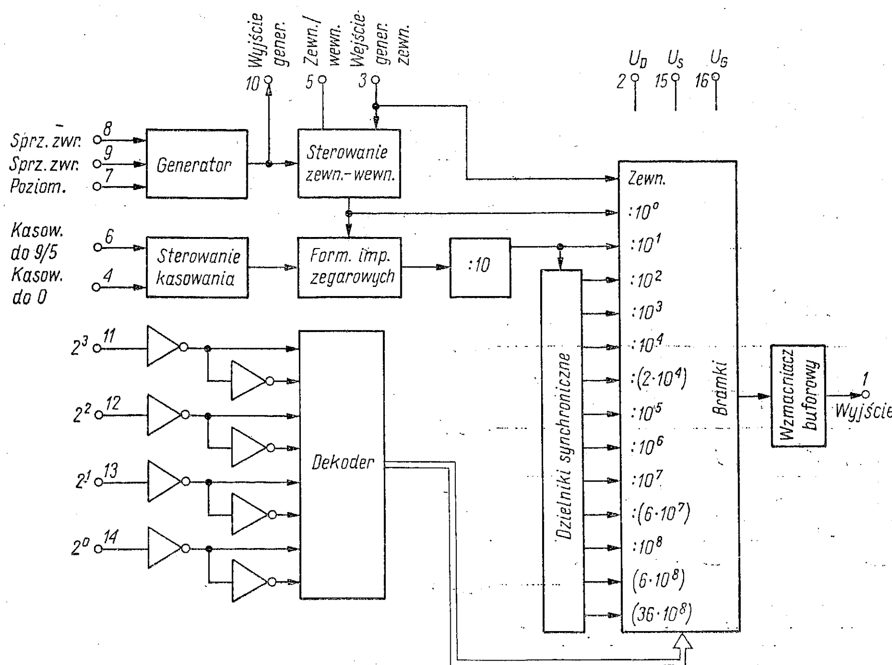


Rys. 7-117. Schemat blokowy scalonego licznika czterodekadowego z dekoderem siedmiosegmentowym i stroboskopowanymi wyjściami, typu AY-5-4007 A firmy General Instrument

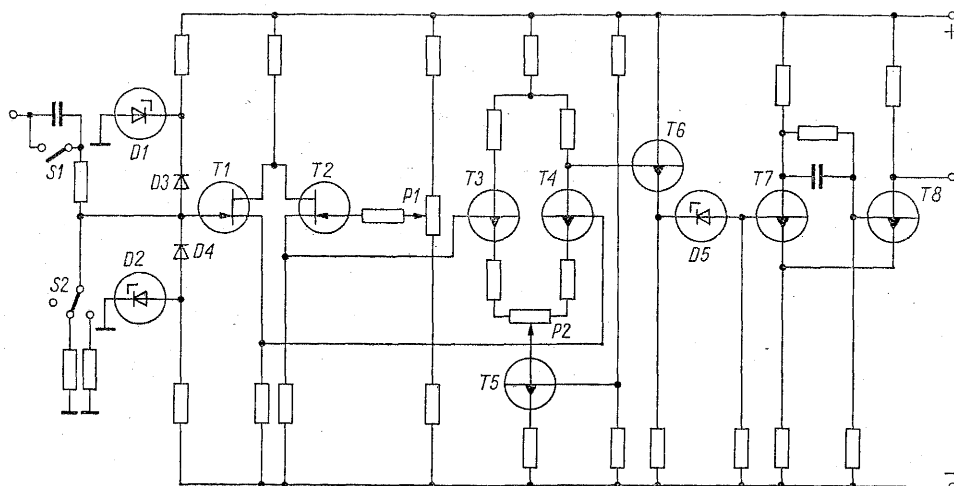
rejestru potrzeba 16 impulsów zegarowych. Odczytywanie zaczyna się od najmniej znaczącego bitu najniższej dekady. Wejście sterujące przenoszeniem do pamięci powinno pozostawać niewzbudzone podczas pracy szeregowej. Ograniczenie liczby wyprowadzeń zmusza do stosowania układu stroboskopowego wyjść. Multiplekser, przełączający wyjścia z rejestru przesuwnego do dekodera, jest sterowany sygnałem o częstotliwości 2 kHz, wytwarzanym wewnątrz układu, można jednak w jego miejsce wprowadzić sygnał zewnętrzny. Sygnał na wejściu kasującym sprowadza licznik wyboru cyfr do stanu odpowiadającego najwyższej dekadzie, a wyjścia wyboru cyfr do stanu zerowego, co umożliwia wygaszanie wskaźnika podczas zerowania licznika. Dla ułatwienia współpracy z układami zewnętrznymi przewidziano możliwość zmiany polaryzacji napięcia wyjściowego wyboru cyfr. Wybranej dekadzie może odpowiadać poziom *H* lub *L*, zależnie od poziomu napięcia na wejściu „sterowanie poziomu wybierania cyfr". Układ wymaga dwóch napięć zasilających: −12 V z dopuszczalną odchyłką 1 V i +5 V z odchyłką 0,5 V. Zakres częstotliwości wejściowych wynosi od 0 do 400 kHz.

Układ scalony MK5009P (rys. 7-118) tworzy zespół podstawy czasu dla liczników cyfrowych, zegarów, przekaźników czasowych lub podobnych urządzeń. Jego wszechstronność polega na bardzo szerokim zakresie częstotliwości wyjściowych. Przy zastosowaniu rezonatora kwarcowego o częstotliwości 1 MHz można uzyskać przebieg wyjściowy o częstotliwości od 1 MHz do okresu 1 godziny. Układ jest umieszczony w obudowie ceramicznej 16-nóżkowej. Napięcia zasilające wynoszą −12 V i +5 V, pobór prądu nie przekracza 5 mA. Częstotliwość wzorcowa może pochodzić z zewnętrznego źródła albo z wewnętrznego generatora stabilizowanego dołączonym z zewnątrz kwarcem lub obwodem selektywnym *RC*. Wyboru stopnia podziału częstotliwości wzorca w ramach wartości podanych na rysunku dokonuje się za pomocą sygnałów binarnych, doprowadzonych do czterech wejść programujących. Mimo iż funkcje liczników dekadowych, dekoderów i układów sterujących wskaźniki cyfrowe są już całkowicie opanowane przez wyspecjalizowane układy scalone, to jednak w konstrukcji wzmacniaczy formujących cyfrowych liczników częstotliwości jeszcze często występują elementy dyskretne.

Uproszczony schemat wzmacniacza wejściowego z cyfrowego miernika częstotliwości firmy Philips pokazano na rys. 7-119. Wzmacniacz jest zasilany z dwóch źródeł: napięcia dodatniego i ujemnego. Przełącznik *S1* umożliwia włączenie kondensatora dla wyeliminowania składowej stałej sygnału. Przełącznikiem *S2* zmienia się stopień osłabienia sygnału przez tłumik wejściowy. Diody *D1* do *D4* poziomują sygnał, aby nie dopuścić do uszkodzenia tranzystorów. Pierwszy stopień wzmacniacza, obejmujący tranzystory *T1* i *T2*, służy jedynie do transformacji impedancji. Za pomocą potencjometru *P1* ustala się poziom napięcia odniesienia dla



Rys. 7-118. Schemat blokowy scalonego układu podstawy czasu do liczników cyfrowych, typu MK 5009 P firmy Mostek

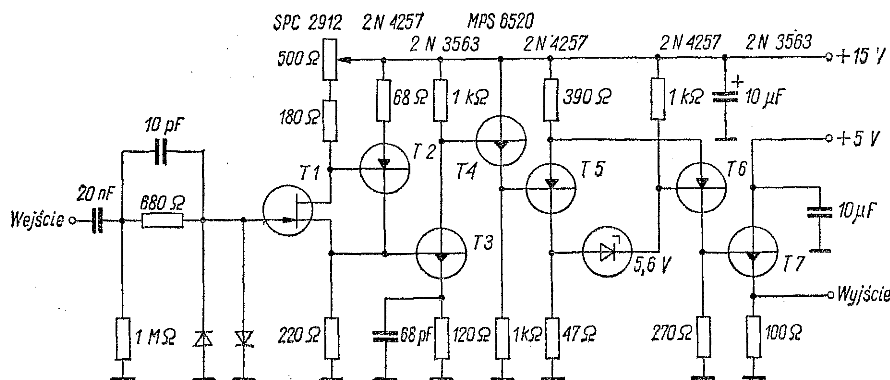


Rys. 7-119. Schemat wzmacniacza wejściowego licznika częstotliwości (Philips)

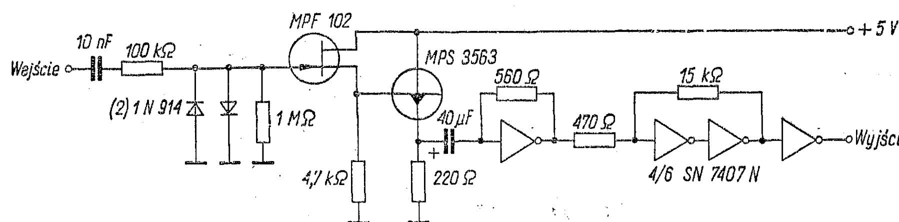
wzmacniacza różnicowego z tranzystorami *T3* i *T4*, co umożliwia wybranie poziomu sygnału, przy którym następuje wyzwolenie przerzutnika Schmitta z tranzystorami *T7*, *T8*, normalizującego kształt sygnału dla sterowania wejścia licznika. Podstawowe cechy układu wejściowego licznika częstotliwości określają: czułość napięciowa, impedancja wejściowa i zakres częstotliwości. Najniższe wymagania stwarza pomiar przebiegu sinusoidalnego przy małej impedancji źródła. W przypadku wykorzystania licznika do pomiaru długości impulsów i okresu układ wejściowy musi spełniać szereg dodatkowych warunków, np. musi umożliwiać wybór kierunku zmiany napięcia i poziomu, przy którym następuje wysterowanie wejścia pierwszej dekady. Histereza wnoszona przez przerzutnik Schmitta jest w takich przypadkach niepożądana i staje się konieczne ręczne ustawianie poziomu i wybieranie zbocza. Jeżeli miernik ma być wykorzystywany jedynie do pomiaru częstotliwości, układ wzmacniacza wejściowego może ulec uproszczeniu.

Na rysunku 7-120 przedstawiono schemat wzmacniacza wejściowego z cyfrowego miernika częstotliwości Heathkit SM 105 A z zakresem do 80 MHz. Dużą szerokość pasma zapewnia i rozwiązanie stopnia wejściowego, utworzonego przez połączenie wtórnika źródłowego ze sterowanym generatorem prądowym. Funkcję wzmocnienia sygnału spełnia tranzystor *T3*; zadaniem tranzystora *T4* jest zmniejszenie impedancji źródła sterującego przerzutnik Schmitta z tranzystorami *T5* i *T6*. Tranzystor *T7*, zasilany ze źródła o napięciu 5 V dopasowuje poziom sygnału do wymagań układów TTL.

Wielką prostotą i pomysłowością, przy dużej czułości i dużej impedancji wejściowej odznacza się układ wejściowy miernika częstotliwości 1BC-1a firmy HUA Electronics (rys. 7-121). Zalety tego rozwiązania sprawiły, że jest ono stosowane w licznych urządzeniach, szczególnie amatorskich. Zakres częstotliwości wynosi 20 Hz do 30 MHz; wymagane napięcie wejściowe nie przekracza 50 mV. Wejście wzmacniacza znosi bez uszkodzenia nawet napięcie 300 V, nie jest zatem potrzebne stosowanie tłumika wejściowego. Tranzystory na wejściu służą do transformacji impedancji. Wzmocnienia dostarcza pierwszy inwerter, sprowadzony do punktu pracy w liniowej części charakterystyki przez rezystor sprzężenia zwrotnego o wartości 560 Ω. Następ-



Rys. 7-120. Schemat wzmacniacza wejściowego z cyfrowego miernika częstotliwości SM 105 A firmy Heathkit



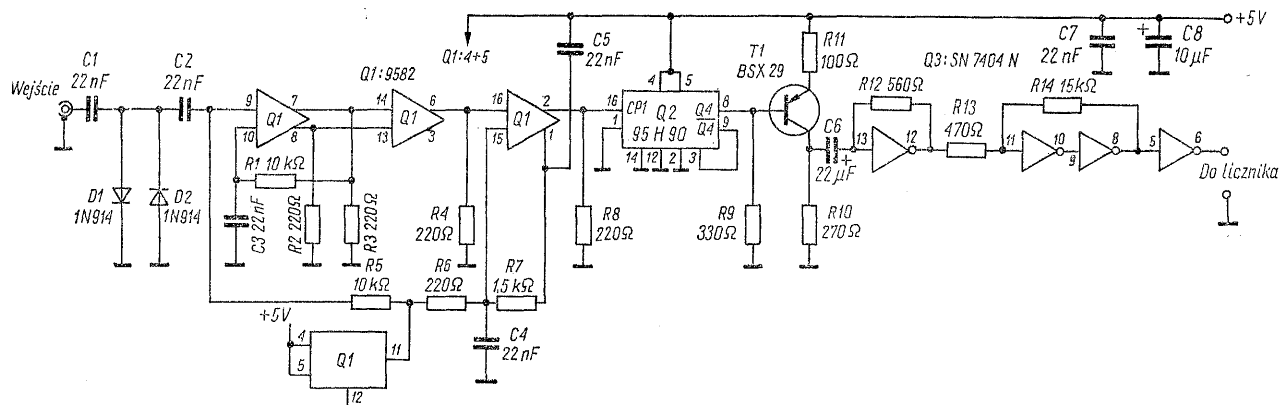
Rys. 7-121. Schemat układu wejściowego, zastosowanego w mierniku częstotliwości 1BC-1a firmy HUA Electronics

ne dwa inwertery tworzą przerzutnik, dzięki sprzężeniu zwrotnemu dodatniemu przez rezystor 15 kΩ. Rezystor 470 Ω oddziela przerzutnik od małej impedancji wyjściowej wzmacniacza i nie dopuszcza do zmiany punktu pracy wzmacniacza. Ostatni inwerter jest wykorzystany do formowania impulsów wyjściowych do kształtu odpowiedniego dla układów TTL. Wskutek swojej prostoty, układ nadaje się przede wszystkim do pomiaru sygnału sinusoidalnego, natomiast jest mniej przydatny w przypadku sygnałów impulsowych, ponieważ może przyjmować szumy występujące w pobliżu linii zerowej, nawet wtedy, kiedy impulsy sygnału mają amplitudę znacznie od nich większą. Przystosowanie miernika do pomiaru większych częstotliwości wiąże się z wyborem elementów dla wzmacniacza wejściowego, bramki i pierwszej dekady, zdolnych do pracy przy tej częstotliwości.

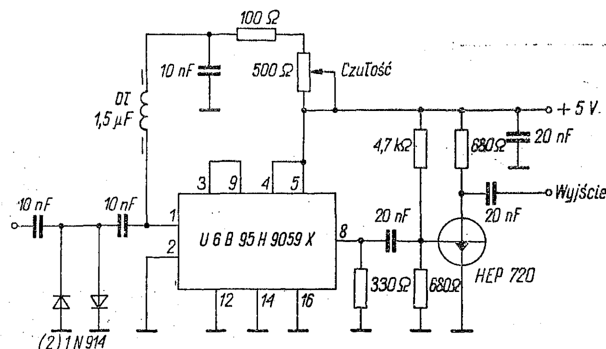
Tanim sposobem rozszerzenia zakresu licznika częstotliwości jest dodanie do istniejącego układu jedynie wzmacniacza wejściowego i dzielnika, obniżającego częstotliwość sygnału w określonym stosunku. Najwygodniejszy do tego celu jest licznik dekadowy, ze względu na łatwe przeliczanie wskazań. Bywają również stosowane liczniki wstępne dzielące przez 2 lub 4, przy równoczesnym wydłużeniu okresu podstawy czasu o ten sam czynnik.

W układach wejściowych, rozszerzających częstotliwość licznika poza zakres dostępny dla typowych układów scalonych TTL, najczęściej bywają stosowane znacznie szybsze układy scalone rodziny ECL. Przykładem takiego rozwiązania jest układ z rys. 7-122 [28]. Jako wzmacniacz wejściowy zastosowano w nim układ scalony typu 9582 firmy Fairchild, stanowiący potrójny wejściowy wzmacniacz liniowy. Rodzina 9500 ma typowy czas przejścia 2,4 ns, a w wersji 95H00 czas 1,6 ns, zakres temperaturowy od 0 do 75°C; rezystancja wejściowa i wyjściowa równe 2 kΩ umożliwia stosowanie połączeń o długości do 200 mm bez wprowadzania dodatkowych elementów. Wszystkie trzy wzmacniacze układu 9582 mają różnicowe wejścia i wyjścia. Punkt pracy pierwszego i trzeciego wzmacniacza jest ustawiony za pomocą wewnętrznego źródła napięcia. Ustalenie punktu pracy, odpowiadającego liniowej części charakterystyki umożliwia osiągnięcie dużej czułości. Trzeci wzmacniacz, pełniący rolę przerzutnika, pracuje poprawnie już przy napięciu wejściowym 5 mV przy częstotliwości 30 MHz, 35 mV przy 150 MHz i 100 mV przy 250 MHz.

Układ 95H90 pracuje jako dzielnik przez 10, za nim jest włączony konwerter poziomu ECL/TTL, z tranzystorem *T1* i czterema inwerterami z układu scalonego SN 7404 N o schemacie podobnym do opisanego poprzednio. Zastosowanie samego dzielnika dekadowego typu 95H90 umożliwia rozszerzenie zakresu licznika częstotliwości do 250 MHz przy napięciu wejściowym mniejszym od 1 mV (rys. 7-123). Niedogodnością

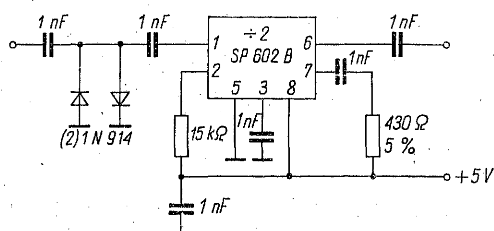


Rys. 7-122. Układ wejściowy i dzielnik przez 10, pracujący do częstotliwości 250 MHz [28]



Rys. 7-123. Dzielnik wstępny, obniżający częstotliwość dziesięciokrotnie, sterowany bezpośrednio sygnałem ze źródła o małej impedancji

tego układu jest wymaganie małej impedancji źródła, konieczność ustawiania czułości, oraz narażenie układu scalonego na zniszczenie przy przyłożeniu zbyt wysokiego napięcia wyjściowego.
Przykładem zastosowania specjalnego układu scalonego typu SP 602 B firmy Plessey do wstępnego dzielenia częstotliwości przez 2 jest schemat z rys. 7-124. Maksymalna częstotliwość

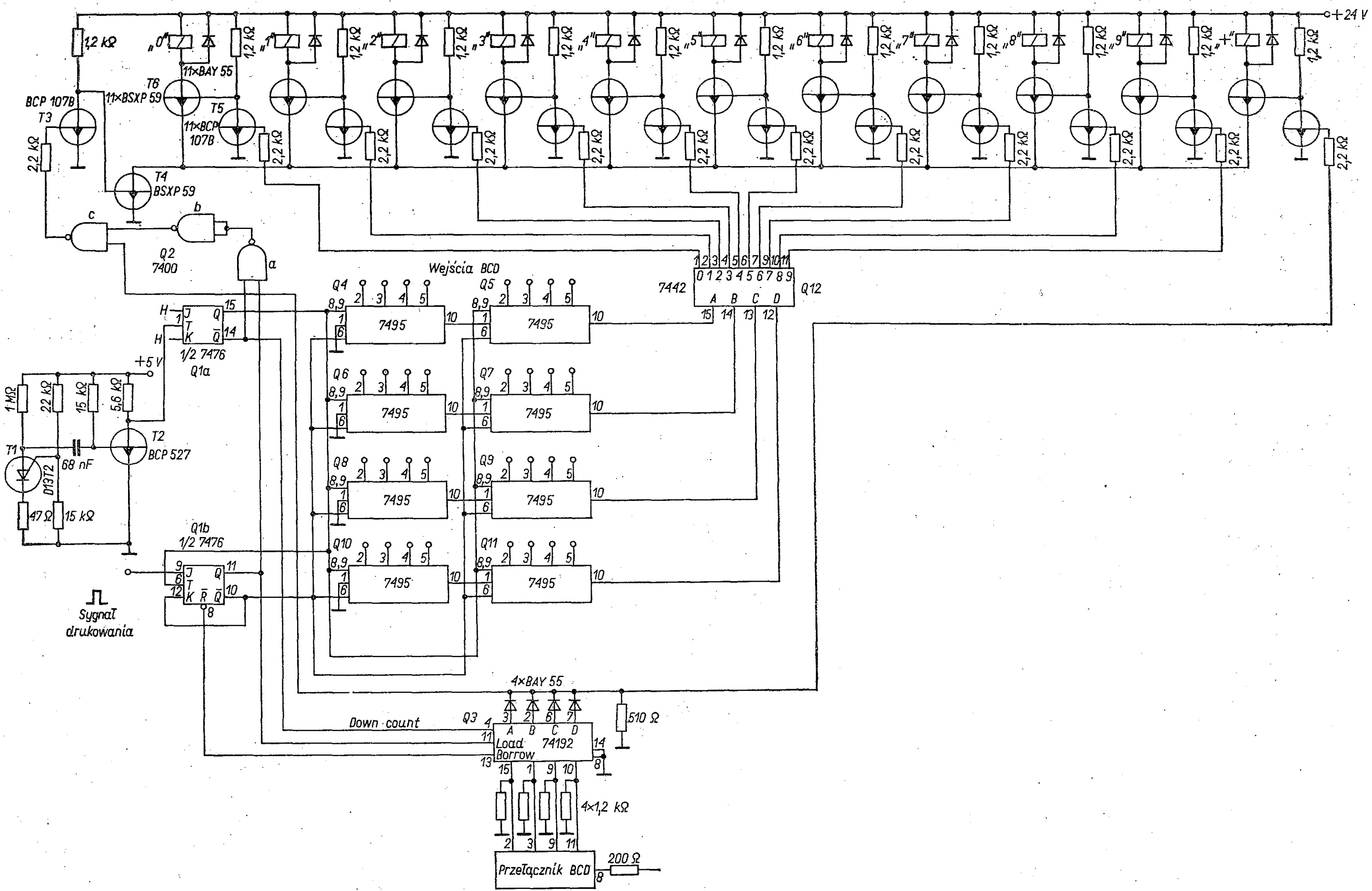


Rys. 7-124. Układ dzielnika przez 2, wykorzystujący układ scalony typu SP 602 B firmy Plessey

sygnału wejściowego wynosi 500 MHz. Zaletę układu stanowi brak wzmacniacza wejściowego, trudnego do realizacji przy tak dużej częstotliwości.

7.25 Przystawka do drukarki cyfrowej

Większość mierników cyfrowych jest wyposażona w wyjście do włączania drukarki. Drukarka nie może być jednak włączona bezpośrednio, gdyż regułę stanowi równoległy układ wyjścia miernika cyfrowego i szeregowy układ wejścia drukarki. Oznacza to, że stan wszystkich dekad jest przekazywany do wyjścia równocześnie, natomiast drukarka wymaga wprowadzania cyfr dekada po dekadzie, zaczynając od najwyższej cyfry znaczącej. Z tego względu zestaw do rejestracji wymaga oprócz wzmacniaczy do sterowania elektromagnesów drukarki również konwertera równoległego układu cyfr na układ szeregowy. Po wprowadzeniu wszystkich cyfr do drukarki zostaje uruchomiony sygnał drukowania. Ponieważ wyjście miernika cyfrowego pracuje w kodzie BCD, a drukarka ma oddzielny elektromagnes dla każdej cyfry, przystawka musi zawierać również dekoder.
Układ przystawki tego typu, przystosowanej do rejestracji wyników wskazywanych przez ośmiodekadowy cyfrowy miernik częstotliwości, przedstawia rys. 7-125. Konwersja równoległej formy danych na szeregową odbywa się w czterech ośmiobitowych rejestrach przesuwnych z wejściami równoległymi. Rejestry są zbudowane z układów scalonych typu SN 7495 N, wyposażonych w wewnętrzne bramki, co umożliwia trwałe połączenie wejść równoległych z wyjściami miernika i przenoszenie danych jedynie wtedy, kiedy do wejść 6 tych układów zostanie doprowadzony poziom *H*. Cykl pracy przystawki zostaje zapoczątkowany doprowadzeniem poziomu *H* do wejścia *J* przerzutnika startowego *Q1b*. Najbliższy impuls zegarowy z generatora, zawierającego tranzystory *T1* i *T2* oraz przerzutnik *Q1a*, powoduje zmianę stanu przerzutnika startowego. Na jego wyjściu *Q* pojawia się stan *H*, a na wyjściu $\bar{Q}$ — stan *L*. Konsekwencją jest zablokowanie wejść równoległych rejestrów przesuwnych oraz ich uruchomienie dla przekazywania wprowadzonych danych do wyjść szeregowych, połączonych z dekoderem. W celu umożliwienia współpracy przystawki również z przyrządem cyfrowym o mniejszej liczbie dekad bez zmiany układów wejściowych i bez analizowania nieczynnych dekad, przedłużającego czas cyklu drukowania, w przystawce zastosowano licznik impulsów zegarowych, zrealizowany przy użyciu układu scalonego typu SN 74192 N. Pojemność tego licznika jest zmieniana przełącznikiem o wyjściach BCD. W stanie spoczynkowym układu do licznika zostaje wprowadzona liczba równa liczbie drukowanych miejsc. Podczas konwersji i drukowania licznik liczy w dół, aż do osiągnięcia stanu zerowego, co następuje po liczbie impulsów zegarowych o jeden większej od liczby miejsc wyniku. Ostatni impuls zegarowy jest wykorzystany do uruchomienia sygnału drukowania. Sygnał ujemnego przeniesienia dziesiętnego, wyrażony stanem *L* na wyjściu *13* licznika programowanego, kasuje przerzutnik startowy i sprowadza układ do stanu spoczynkowego. Następny cykl drukowania może nastąpić dopiero po ponownym impulsie *H* na wejściu przerzutnika *Q1b*. Wyjścia dekodera typu SN 7442 N sterują tranzystory wyjściowe np. *T6*, w których obwodach kolektorowych są włączone elektromagnesy drukarki. Sterowanie odbywa się za pośrednictwem tranzystorów np. *T5*, spełniających rolę inwer-



Rys. 7-125. Schemat przystawki do drukarki cyfrowej

terów, które są konieczne dlatego, że wybranemu wyjściu dekodera odpowiada stan *L*. Zarówno rejestry przesuwne, jak i dekoder przechodzą bezpośrednio od jednej cyfry do drugiej, natomiast drukarka wymaga przerw między cyframi. W czasie przerwy nie powinno być dekodowane zero. Wymaganie to zostało rozwiązane przy użyciu przełącznika tranzystorowego *T4*, włączanego na połowę okresu częstotliwości zegarowej przez bramkę *Q2a*, sterowaną z przerzutnika *Q1a*. Bramka *Q2c* została wykorzystana do włączania tranzystora *T4* jedynie na czas zliczania impulsów zegarowych przez licznik programowany *Q3*. Zapobiega to możliwości przeciążenia elektromagnesów drukarki, przystosowanych jedynie do pracy impulsowej. Przy niewielkiej rozbudowie układu przystawki można ją przystosować do kolejnej rejestracji danych z kilku przyrządów cyfrowych [29].

7.26 Waga cyfrowa tensometryczna

Pierwsze rozwiązania wag cyfrowych z czujnikami elektromechanicznymi pracowały przy wykorzystaniu serwomechanizmu analogowego, uzupełnionego urządzeniem do zamiany kąta obrotu wskazówki na wartość cyfrową, wykonanego np. jako tarcza kodowa. Następnie pojawiły się wagi z wykorzystaniem zasady kompensatora napięcia zmiennego, w których uzwojenia transformatorów dekadowych były przełączane przekaźnikami. Podstawową wadę takiego rozwiązania stanowi mała niezawodność przekaźników, pracujących przy bardzo małych napięciach i bez przepływu prądu przez zestyki. Wyeliminowanie przekaźników elektromagnetycznych i zastąpienie ich przełącznikami tranzystorowymi usuwa tę wadę, jednak i ta konstrukcja jest bardzo trudna do realizacji ze względu na konieczność niezwykle dokładnego ustawiania fazy i trudność zapewnienia dużej stabilności tej fazy. Z tego względu większość cyfrowych wag tensometrycznych ma czujniki zasilane napięciem stałym. Przykładem takiej konstrukcji jest schemat, przedstawiony na rys. 7-126.

Waga jest przeznaczona do zainstalowania na suwnicy dla odmierzania przenoszonych porcji nosiwa dla celów technologicznych. Wyniki ważenia mogą być rejestrowane przy użyciu drukarki cyfrowej, połączonej bezpośrednio z wagą. Tensometry czujnika tworzą mostek, zasilany napięciem stabilizowanym 15 V. Z tego samego źródła co czujnik jest zasilany potencjometr do tarowania ręcznego oraz potencjometr kalibracji, za pomocą którego ustala się napięcie wzorcowe dla konwertera analogowo-cyfrowego. Wspólne źródło zasilania umożliwia zmniejszenie wpływu zmian napięcia na wskazania wagi i uproszczenie układu zasilacza. Sygnał z czujnika ma wartość 30 mV przy obciążeniu czujnika siłą znamionową. To napięcie zostaje wzmocnione przez wzmacniacz operacyjny *Q1*, wykorzystywany również do dodawania napięcia tary. Diody *D1* i *D2* zabezpieczają wzmacniacz przed nadmiernym napięciem wejściowym, wywołanym przez błędne włączenie lub uszkodzenie czujnika, natomiast diody *D3* i *D4* pełnią podobną funkcję w stosunku do tranzystora *T1*. Konwerter analogowo-cyfrowy zamienia wartość napięcia na liczbę impulsów. Jego działanie wykorzystuje zasadę modulacji delta i różni się od konwersji napięcie-częstotliwość tym, że impulsy wyjściowe mają fazę zgodną z fazą generatora zegarowego, utworzonego przez tranzystory *T8* i *T9*, zatem ich częstotliwość chwilowa nie odpowiada wartości napięcia wejściowego. Wzmacniacz operacyjny *Q2*, uzupełniony tranzystorami *T1* do *T3*, tworzy komparator napięcia o dużej impedancji wejściowej. Komparator porównuje wzmocnione napięcie wejściowe z wartością średnią napięcia impulsów o stałej energii, długości równej okresowi generatora zegarowego i amplitudzie określonej przez napięcie zasilania czujnika i potencjometr kalibracji. Konwerter wytwarza impulsy o stałej energii jedynie wtedy, gdy napięcie na bramce tranzystora *T1* ma wartość mniejszą od napięcia sygnału sprzężenia zwrotnego istniejącego na bramce tranzystora *T2*. Ponieważ w tym układzie jest porównywany sygnał napięcia stałego z napięciem nałożonym, pochodzącym od zakłóceń i drgań lub wahań mierzonej masy z impulsowym sygnałem sprzężenia zwrotnego, w obwód obu bramek zostały włączone dolnoprzepustowe filtry *RC*. Impulsy z konwertera przechodzą przez bramkę *Q101a* do czterodekadowego licznika, sterującego neonowe wskaźniki cyfrowe przez przerzutniki pamięciowe i układy dekodująco-sterujące. Długość impulsu bramkującego, określająca czas zliczania impulsów z konwertera, jest wyznaczona również przez częstotliwość generatora zegarowego, po podzieleniu jej przez 8000 w układzie złożonym z liczników dekadowych *Q105* do *Q107* oraz przerzutników *Q104*, *Q108* i *Q109*. Wspólny wzorzec czasu eliminuje błędy wywołane jego niestabilnością. Jeden cykl konwersji trwa około 1,6 s i może się powtarzać od 2 do 30 razy na minutę, zależnie od opóźnienia nastawionego potencjometrem związanym z układem scalonym *Q110*. W liczniku wskaźnika została wykorzystana do pomiaru jedynie pojemność 3500, jednak może on liczyć dalej, występuje przy tym zmniejszenie dokładności, spowodowane nieli-

niowością czujnika. Gdy w najwyższej dekadzie wystąpi 4, waga sygnalizuje przeciążenie przez zapalenie żarówki sterowanej tranzystorami *T106, T107*. Otwarcie bramki głównej jest sygnalizowane inną żarówką, włączaną przez tranzystory *T102, T103*. Trzecia żarówka informuje, kiedy został włączony układ sterujący drukarkę, która zarejestruje najbliższy wynik po naciśnięciu przycisku „drukowanie". Przebiegi sterujące w wadze wygodnie rozpatrzyć od chwili, kiedy kończy się impuls wytwarzany przez uniwibrator *Q110*. Napięcie wyjściowe z tego układu zostaje doprowadzone do wejścia bramki *Q102* z niewielkim opóźnieniem, potrzebnym dla rozładowania kondensatora 300 μF w układzie uniwibratora. Zanim nastąpi zmiana stanu przerzutnika R-S z bramkami *Q102a* i *b*, bramka NOR *Q103a* wytwarza krótki impuls *H*, kasujący wszystkie dekady licznika do stanu zerowego. Następnie na wyjściu bramki *Q102a* pojawia się stan *L* i powoduje zmianę stanu przerzutnika *Q101c* i *d*, który dotychczas kasował licznik dzielący częstotliwość zegarową. Na wejściu *J* przerzutnika *Q104a* pojawia się poziom *H*, umożliwiając dzielenie częstotliwości generatora zegarowego. Pierwszy kolejny impuls zegarowy otwiera bramkę *Q101a*. W tym czasie bramka *Q101b* nie dopuszcza do skasowania osiągniętego stanu przerzutnika *Q101c* i *d*. Zliczanie impulsów z konwertera trwa tak długo, dopóki na wyjściu $\bar{Q}$ przerzutnika *Q109b* nie pojawi się poziom *L*, który powoduje przeniesienie wyniku z licznika do pamięci i dekoderów oraz sprowadzenie do stanu spoczynkowego przerzutnika *Q104a*. Przerzutnik *Q102a, b* zmienia stan, układ powraca do stanu spoczynkowego i wyzwala uniwibrator *Q110*, który po upływie nastawionego czasu uruchamia następny cykl pracy. Pozostałe elementy logiczne służą do sterowania procesu drukowania wyniku, który odbywa się po naciśnięciu przycisku „drukowanie", kiedy zostanie zakończony następny cykl ważenia. Układ zapamiętuje naciśnięcie przycisku do chwili zakończenia cyklu konwersji i dodatkowo zabezpiecza przed wydrukowaniem błędnego wyniku przez blokowanie drukarki do czasu ustalenia się prawidłowych poziomów po włączeniu zasilania i podczas przeciążenia wagi. Bramka *Q103c* blokuje pracę drukarki do czasu naładowania się kondensatora, włączonego między jedno z jej wejść i napięcie zasilania i również wówczas, gdy w najwyższej dekadzie występuje 4. Sygnał drukowania jest zapamiętywany przez przerzutnik *Q102c* i *d*, ustawiany przyciskiem i kasowany sygnałem z ostatniego ogniwa rejestru przesuwnego, sterującego przebieg konwersji układu wyniku równoległego na szeregowy oraz proces drukowania. Przerzutnik *Q102c, d* jedynie przygotowuje drukowanie. Uruchomienie tego procesu następuje dopiero przy zmianie stanu przerzutnika *Q111a, b*, wyzwolonego przez bramkę *Q111c* po wypełnieniu dzielnika przez 8000.
Układ sterowania drukarki różni się od opisanego poprzednio. Konwersja równoległo-szeregowa odbywa się za pomocą bramek AND-OR-INVERT, przełączanych przez rejestr przesuwny. Rejestr jest sterowany z oddzielnego generatora częstotliwości zegarowej, odpowiadającej prędkości działania drukarki i ma 10 ogniw. Liczba ogniw odpowiada czterem dekadom, czterem odstępom między kolejnymi sygnałami oraz sygnałowi drukowania. Ostatnie ogniwo służy do sygnalizacji zakończenia drukowania wyniku. Dekodowanie wyników z kodu BCD na dziesiętny odbywa się podobnie jak poprzednio, jedynie odwrócenie poziomu sygnałów zmusiło do zastosowania inwerterów przed i za dekoderem. Ostatnią część układu stanowi regulator temperatury dla termostatu, mieszczącego konwerter analogowo-cyfrowy. Zastosowanie termostatu umożliwiło uniezależnienie wskazań wagi od temperatury bez konieczności stosowania elementów specjalnych trudniej dostępnych i o wyższej cenie. O dokładności wagi decyduje przede wszystkim czujnik i układ mechaniczny przenoszący siłę na czujnik. Osiągnięcie dokładności ważenia, odpowiadającej precyzji wskazań wagi, wymaga dużej staranności wykonania czujnika oraz wprowadzenia kompensacji temperaturowej jego czułości i napięcia zerowego, co odbywa się przy użyciu rezystorów manganinowych i miedzianych umieszczonych w obudowie czujnika. Dla uproszczenia te dodatkowe elementy nie zostały pokazane na schemacie, tym bardziej, że muszą one być dobierane indywidualnie.

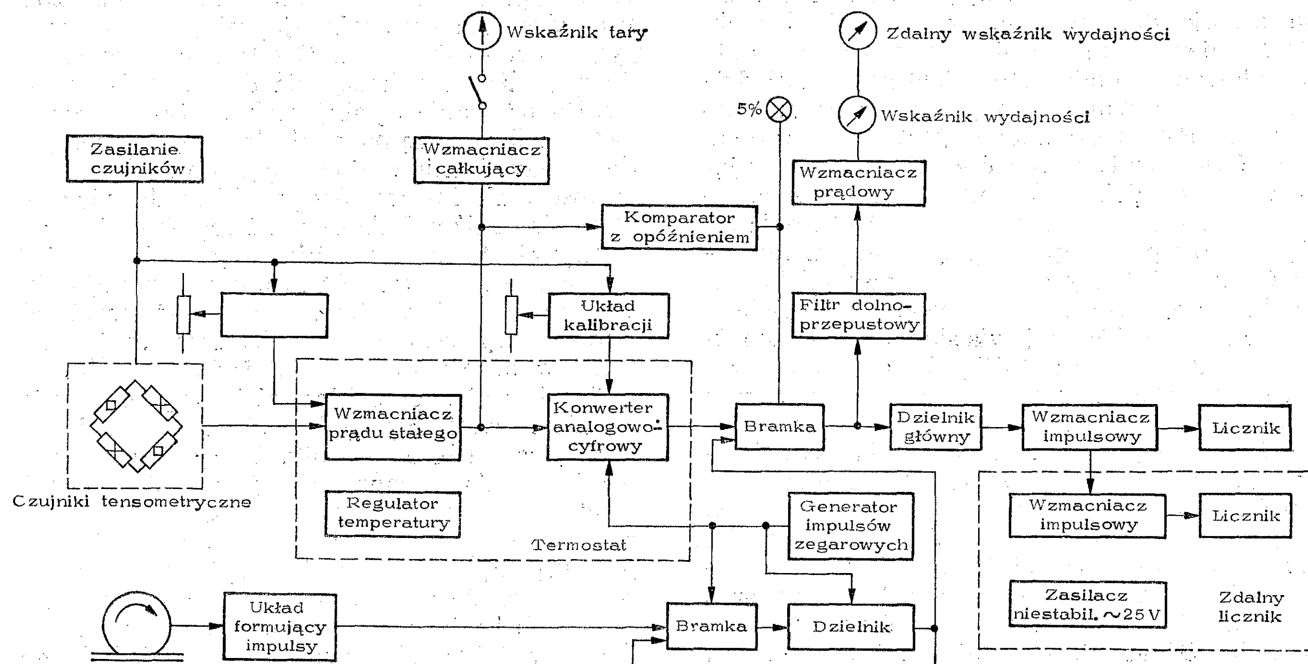
7.27 Waga taśmowa

Waga taśmowa przeprowadza działanie

$$Q = \int_0^S q \, ds$$

W zapisie tym *Q* oznacza masę nosiwa, która przeszła przez przenośnik taśmowy, kiedy taśma pokonała drogę *S*, przy obciążeniu jednostkowym, wynoszącym *q*.
Mimo iż czujniki w rzeczywistości mierzą siłę, wagi cechuje się w jednostkach masy, co sprowadza się do wprowadzenia stałego współczynnika — przyspieszenia grawitacyjnego, określonego dla miejsca zainstalowania wagi. Z tego względu również wartość *q* określa się w jednostkach masy na jednostkę długości taśmy.

Oczywiście, obciążenie jednostkowe zmienia się w funkcji drogi. Oprócz rejestracji ilości nosiwa, przetransportowanej od początku do końca pomiaru, od wag taśmowych wymaga się wskazywania wydatku godzinowego *W*, określonego np. w Mg/h. Niekiedy wagi spełniają dodatkowe funkcje, jak odmierzanie określonych porcji nosiwa, regulacja wydatku, lub rejestracja wydatku w funkcji czasu.



Rys. 7-127. Schemat blokowy wagi taśmowej

Na rysunku 7-127 przedstawiono schemat blokowy elektronicznej wagi taśmowej, a na rys. 7-128 — jej schemat ideowy z pominięciem zasilaczy. Obciążenie jednostkowe mierzą dwa czujniki tensometryczne, na których jest zawieszony jeden zestaw wsporczy przenośnika. Do pomiaru drogi taśmy służy toczący się po niej krążek o obwodzie 500 mm oraz umieszczony w nim układ, wytwarzający jeden impuls przy każdym obrocie krążka. Układ wejściowy i konwerter analogowo-cyfrowy jest podobny, jak w poprzednio opisanej wadze dźwignicowej. Różnica między tymi konstrukcjami polega przede wszystkim na wprowadzeniu całkowania względem drogi. Procesu całkowania dokonuje się przez zliczanie impulsów w ustalonym okresie czasu, przy czym cykl zliczania jest wyzwalany co 0,5 m drogi taśmy. Zarówno proces konwersji jak i okres zliczania są sterowane generatorem impulsów zegarowych z programowanym tranzystorem jednozłączowym *T201*. Rolę bramki głównej pełni część układu scalonego *Q201*. Bramka *Q201d* jest sterowana z dzielnika częstotliwości zegarowej, określającego czas zliczania impulsów w jednym cyklu, odpowiadającym drodze równej 0,5 m. Druga bramka, *Q201a*, zatrzymuje zliczanie, kiedy obciążenie taśmy spadnie poniżej 0,05 obciążenia znamionowego. Zapobiega to błędom tarowania, jakie mogłyby zostać zarejestrowane przy długotrwałym biegu nieobciążonej taśmy. Do wykrywania progowego obciążenia taśmy służy wzmacniacz operacyjny *Q101*. Blokowanie wagi następuje nie natychmiast, ale dopiero po 5 s od zmalenia obciążenia poniżej 5%, aby krótkotrwałe wahania obciążenia nie powodowały zakłóceń. Ponowne otwarcie bramki przy wzroście obciążenia następuje bez opóźnienia. Obciążenie, zbyt małe dla poprawnej pracy wagi jest sygnalizowane przez zapalenie żarówki, oświetlającej napis „$<$ 5%". Licznik elektromagnetyczny, stanowiący wskaźnik masy przetransportowanego nosiwa, jest sterowany z wyjścia ostatniej dekady licznika elektronicznego, *Q204*, za pośrednictwem tranzystora i tyrystora. W podobny sposób jest sterowany licznik zdalny, umieszczony poza miejscem zainstalowania wagi. Miarą wydatku godzinowego jest wartość średnia przebiegu impulsowego za bramką główną. Do jej pomiaru służy układ złożony z tranzystora *T301*, który normalizuje amplitudę impulsów do poziomu określonego napięciem zasilania 5 V, filtru dolnoprzepustowego rzędu

drugiego ze wzmacniaczem operacyjnym *Q301* oraz wzmacniacza operacyjnego *Q302*, pracującego jako konwerter napięcie-prąd. Prąd w obwodzie wskaźników jest wymuszany w szerokim zakresie rezystancji obwodu.

Opisana dotychczas część cyfrowa wagi działa w zakresie dodatnich obciążeń, występujących podczas transportowania nosiwa. Podczas tarowania wagi przy nieobciążonej taśmie mogą wystąpić obciążenia ujemne, występujące wówczas, kiedy masa odcinka taśmy, przechodzącego przez zestaw pomiarowy, jest mniejsza od średniej masy jednostkowej taśmy. Ponieważ konwerter analogowo-cyfrowy nie działa przy obciążeniach ujemnych, do tarowania zastosowano układ analogowy. W układzie tarowania pracuje wzmacniacz operacyjny *Q303*, wykorzystany jako integrator napięcia z czujników, wzmocnionego przez wzmacniacz wejściowy. Podczas normalnej pracy wagi integrator jest wyłączony przez zwarcie jego wejścia oraz kondensatora w obwodzie sprzężenia zwrotnego. Naciśnięcie przełącznika klawiszowego *S1* powoduje włączenie integratora. Napięcie na wyjściu integratora jest wskazywane przez oddzielny woltomierz o dwóch zakresach pomiaru. Tarowanie polega na takim ustawieniu potencjometru *PT*, aby po pełnym obiegu taśmy wychylenie miernika z zerem w środku, włączonego na wyjście integratora, było zerowe. Tranzystory *T401* do *T404* tworzą układ do pomiaru drogi taśmy. Między cewkami generatora wielkiej częstotliwości z tranzystora *T401* przechodzi metalowe skrzydełko, połączone z krążkiem pomiarowym, powodujące przy każdym obrocie zerwanie drgań i zniknięcie napięcia na wyjściu prostownika z podwajaniem napięcia. Impulsy powstające w ten sposób są formowane przez przerzutnik Schmitta, którego napięcie wyjściowe jest doprowadzone do tranzystora *T404* przez układ *RC*. Ma to na celu zabezpieczenie przed utrzymywaniem się nasycenia tego tranzystora przy zatrzymanej taśmie. Oddzielne wyjście impulsowe z kolektora tranzystora *T103* służy do kontroli pracy wagi za pomocą cyfrowego miernika częstotliwości. Podobnie, jak w poprzedniej wadze, wzmacniacz wejściowy i konwerter analogowo-cyfrowy zostały umieszczone w termostacie o temperaturze 55°C. Zabezpieczenie przed awarią termostatu stanowi wyłącznik bimetalowy, nastawiony na temperaturę 60°C.

Literatura

1. Trietley H. L.: Voltage-to-current converter for process-control systems. Electronics, 1973, April 26, p. 102.
2. Pahomoff J.: A Simple Transistor D. C. Multimeter. Wireless World, 1973, January pp. 39—40.
3. Counts L.: Make a true rms-to-dc converter, using only one IC multiplier and an op amp. Electronic Design, 1973, October 11, p. 116.
4. Wade J. M.: Recording True-rms Voltages Over Wide Dynamic Ranges. Hewlett-Packard Journal, 1968, October, pp. 9—14.
5. Sipos G.: Integrált áramkörös elektronika 13. Rádiótechnika 1974, Nr. 1, p. 4—5.
6. Gies J.: Ein Einfacher Funktionsgenerator zum Selbstbau. Elektronik, 1973, Nr. 5, S. 182—184.
7. Prechtl H.: Ein preisgünstiger Funktionsgenerator für Lehrzwecke. Elektronik, 1973, Nr. 4, S. 143—148.
8. Launer H.-G.: RC-Sinusgenerator mit integraler Amplitudenstabilisierung. Elektronik, 1973, Nr. 7, S. 252—254.
9. Krehl P., Heiland B.: Elektronisch verstimmbarer Wien-Robinson-Oszillator mit extrem weiter Frequenzvariation. Internationale Elektronische Rundschau, 1972, Nr. 6, S. 131—134.
10. Koop D. C.: Try building a pulse generator. Electronic Design, 1972, August 17, pp. 84—85.
11. Grosskopf R., Stark G.: Rechteckgerator mit digital einstellbarer Frequenz. Elektronik, 1973, Nr. 8, S. 285—287.
12. Sollom P. W.: The „Squeak Box" or Tone Dip Oscillator. Radio Communication, 1974, March, pp. 144——149.
13. Bende J.: FET-dip-metr. Amatérské Radio, 1972, č. 5, s. 190.
14. Gabriel F. C.: Compact rf wattmeter measures up to 50 watts. Electronics, 1973, November 8, p. 122.
15. DeKold D.: Amplitude modulator is highly linear. Electronics, 1972, June 5, pp. 101—102.
16. Salvati M. J.: Low-distortion modulator tests hi-fi a-m tuners. Electronics, 1973, February 15, pp. 104—105.
17. Barton D.: LED array helps build a bargraph display. Electronic Design, 1973, October 11, p. 118.
18. Young J. B.: Precision auto tachometer squelches point bounce. Electronics, 1972, December 18, p. 106.
19. Bunge P. J.: Put a Digi-Tach On Your Dashboard. Radio-Electronics, 1973, April, p. 42—44.
20. Nessler N.: Ein Transistortester mit frei wählbarem Arbeitspunkt. Elektronik, 1973, Nr 1, S. 34.
21. Mullett C., Caringella C.: Build This Transistor Curve Tracer. Radio-Electronics, 1972, June, pp. 60—63, 68—69.
22. Rötter J.: Kennlinienschreiber für Transistoren und Dioden. Funkschau, 1971, Nr. 6, S. 165—168. Nr. 7, S. 197—198.
23. Smutný T.: Charakterograf pro osciloskop. Amatérské Radio, 1974, č. 3, s. 93—95.
24. Harms G.: Ein vielseitig verwendbarer Kennlinienschreiber. Elektronik, 1973, Nr. 4, S. 139—142.
25. Hauth W.: Gittermustergenerator. Funkschau, 1972, Nr. 14, S. 521—523, Nr. 15, S. 557—558.
26. Diefenbach W.: Kleinoszillograf mit 3-cm-Röhre, Funktechnik, 1972, Nr. 6, S. 199, 202—204.
27. Smith T. I.: A Sampling Unit for an X—Y Recorder. The Review of Scientific Instruments, 1973, No. 3, pp. 288—290.
28. Grimm J.: Zehnerteiler und Verstärker bis 250 MHz für Freqenzteillr. UKW-Berichte, 1973, Nr. 2, S. 80—85.
29. Podkański J., Wolski R.: Przystawka umożliwiająca rejestrację cyfrowych wyników pomiarów. Biuletyn Informacyjny „Detrans", 1974, nr 1, s. 10—15.

8 Układy i urządzenia. Aparatura medyczna

Układy i urządzenia zebrane w tym rozdziale ilustrują budowę wzmacniaczy operacyjnych i pomiarowych, konstrukcję filtrów aktywnych, rozwiązania przyrządów do badań biologicznych i medycznych oraz rozwiązania urządzeń specjalnych stosowanych w różnych dziedzinach nauki.

8.1 Wzmacniacze operacyjne

Nazwa wzmacniacz operacyjny pochodzi z pierwszej dziedziny jego zastosowania — techniki analogowych maszyn liczących. Zasadnicze cechy wzmacniacza operacyjnego to istnienie różnicowego wejścia, duża wartość wzmocnienia, bezpośrednie sprzężenie umożliwiające wzmacnianie również prądu stałego i możliwość kształtowania charakterystyk za pomocą zewnętrznych elementów sprzężenia zwrotnego. Zazwyczaj jest wymagane stosowanie dwóch źródeł zasilania o napięciach symetrycznych względem ziemi, albo jednego źródła nie połączonego z ziemią. Na ogół jest konieczne kształtowanie charakterystyki częstotliwościowej za pomocą zewnętrznych elementów dla zapewnienia stabilności układu. Dla uproszczenia opisu rozwiązań praktycznych wzmacniaczy operacyjnych, jest dogodnym określenie parametrów wzmacniacza idealnego. Wzmacniacz operacyjny idealny ma nieskończenie wielkie wzmocnienie, zerowe przesunięcie fazowe napięcia wyjściowego względem napięcia na wejściu nieodwracającym, względnie przesunięcie π radianów w stosunku do napięcia na wejściu odwracającym. Jego impedancja wejściowa jest nieskończenie wielka, a wyjściowa — równa zeru. Nieskończenie wielką wartość ma tłumienie sygnału wspólnego i tłumienie zmian napięć zasilających. Dla zerowego napięcia wyjściowego nie jest wymagane doprowadzenie napięcia, ani prądu do wejścia. Wzmacniacz nie wprowadza szumów, nie wnosi opóźnienia i jego parametry nie zależą od temperatury.

Rzeczywiste parametry wzmacniaczy operacyjnych w różnym stopniu spełniają to przybliżenie; często można się pogodzić z dużymi odchyłkami od modelu idealnego, szczególnie w zastosowaniach odległych od maszyn liczących czy urządzeń pomiarowych. Ogromne rozpowszechnienie zastosowań wzmacniaczy operacyjnych zostało spowodowane dostępnością wzmacniaczy monolitycznych o niskiej cenie, bardzo dużej niezawodności i doskonałych parametrach, które zawdzięczają umieszczeniu wszystkich elementów wrażliwych na temperaturę na jednej płytce krzemu o wymiarach niewiele większych od jednego milimetra. Nie bez znaczenia jest również fakt, że współczesne wzmacniacze scalone wymagają bardzo małej liczby pomocniczych elementów zewnętrznych i w związku z tym w niektórych przypadkach (wzmacniacze z kompensacją wewnętrzną, układy o małej częstotliwości pracy) mogą być z powodzeniem stosowane przez osoby nie posiadające specjalnego przygotowania. Wyższe wymagania, stawiane urządzeniom i stosowanie wzmacniaczy operacyjnych wysokiej jakości, zmuszają do uwzględnienia wielu czynników i znajomości teorii wzmacniaczy oraz rzeczywistych wartości parametrów. Podamy tu definicje najważniejszych z nich.

Wzmocnienie: Wzmacniacze operacyjne z reguły pracują w układach ze sprzężeniem zwrotnym. Katalogowa wartość wzmocnienia jest równa stosunkowi napięcia wyjściowego do napięcia istniejącego na jednym wejściu, przy drugim wejściu uziemionym. Wzmocnienie określa się w zakresie liniowym pracy wzmacniacza, przy małym sygnale i dla prądu stałego.

Wejściowe napięcie niezrównoważenia: Napięcie, które musi być doprowadzone między końcówki wejściowe dla otrzymania zerowego napięcia wyjściowego.

Wejściowy prąd niezrównoważenia: Różnica prądów, doprowadzonych do obu wejść dla otrzymania zerowego napięcia wyjściowego.

Prąd polaryzacji wejścia: Średnia wartość prądów wejściowych przy liniowej pracy wzmacniacza.

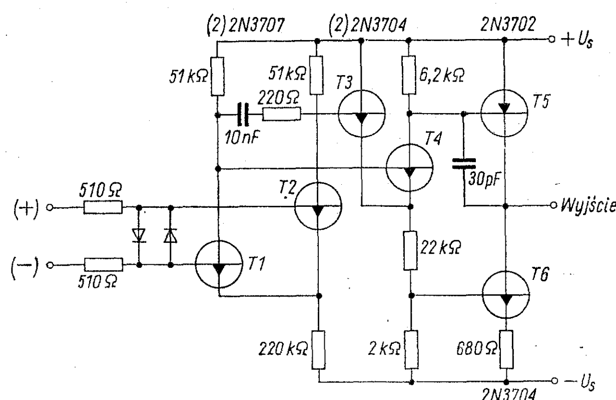
Tłumienie sygnału wspólnego (współbieżnego): Stosunek wzmocnienia istniejącego przy połączonych ze sobą wejściach do wzmocnienia istniejącego przy różnicowym sterowaniu wejść.

Zakres sygnału wspólnego: Maksymalne napięcie wejściowe, jakie może być dołączone do obu wejść równocześnie bez wywołania nasycenia wzmacniacza.

Tłumienie zmian napięcia zasilania: Stosunek zmiany napięcia niezrównoważenia do wywołującej ją zmiany napięcia zasilania.

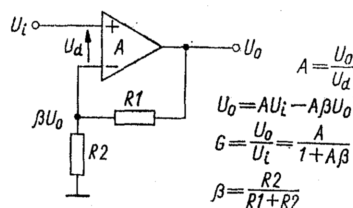
Prąd zasilania: Prąd pobierany przez wzmacniacz bez obciążenia i przy zerowym napięciu wyjściowym.

Rezystancja wejściowa: Stosunek przyrostu napięcia istniejącego na wejściu do przyrostu prądu tego wejścia, przy drugim wejściu uziemionym.
Rezystancja wyjściowa: Stosunek zmiany napięcia wyjściowego do powodującej ją zmiany prądu wyjściowego.
Prędkość narastania napięcia: Prędkość zmiany napięcia wyjściowego przy skokowej zmianie napięcia wejściowego. Mierzy się ją zazwyczaj przy wzmocnieniu jednostkowym, w pobliżu zera napięcia wyjściowego.
Szerokość pasma przy pełnej mocy: Maksymalna częstotliwość, przy której można uzyskać pełny zakres zmiany napięcia wyjściowego.
Szerokość pasma przy małym sygnale: Częstotliwość, przy której wzmocnienie wzmacniacza spada do jedności.
Czas ustalania napięcia: Czas, potrzebny dla ustalenia się napięcia wyjściowego z określoną odchyłką, przy skokowej zmianie napięcia wejściowego.
Czas powrotu: Czas, potrzebny do odzyskania liniowości po głębokim nasyceniu wzmacniacza.
Szumy: Zmiany napięcia wyjściowego, nie wywołane sygnałem wejściowym. Zazwyczaj obejmuje się tą nazwą tylko przebiegi zmienne. Wartość napięcia szumów odnosi się do równoważnego napięcia wejściowego.
Jeden z najprostszych układów wzmacniacza operacyjnego, zbudowanego z elementów dyskretnych, został pokazany na rys. 8-1. Diody



Rys. 8-1. Prosty układ wzmacniacza operacyjnego wykonanego z elementów dyskretnych

i rezystory na wejściu zabezpieczają przed zniszczeniem wzmacniacza przy zbyt dużym poziomie sygnału. Pierwszy stopień z tranzystorami *T1, T2* tworzy układ różnicowy dzięki wspólnemu rezystorowi emiterowemu. Tranzystory *T3 i T4* również pracują w stopniu różnicowym. Konfiguracja czterech pierwszych tranzystorów zapewnia tłumienie sygnału wspólnego z obu wejść. Sposób sterowania stopnia wyjściowego cechuje prostota, okupiona stratą wzmocnienia, wzrostem impedancji wyjściowej i stałości punktu pracy. W układzie występują dwa kondensatory. Ich zadaniem jest kształtowanie charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza dla zapewnienia stabilności przy pracy z zewnętrznym sprzężeniem zwrotnym.
Na rysunku 8-2 przedstawiono podstawowy



Rys. 8-2. Wzmacniacz ze sprzężeniem zwrotnym; *A* oznacza wzmocnienie różnicowe wzmacniacza bez sprzężenia, *G* — wzmocnienie systemu

układ wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym ujemnym, zrealizowanym za pomocą dzielnika rezystancyjnego o tłumieniu równym β. Wzmocnienie wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym wyraża znana zależność

$$G = \frac{A}{1+A\beta}$$

przy czym znaczenie symboli wyjaśniono na rys. 8-2. Wartości A i β charakteryzuje moduł i kąt przesunięcia fazowego i są funkcją częstotliwości. Układ ze sprzężeniem zwrotnym oscyluje, gdy moduł wzmocnienia pętli zamkniętej jest równy jedności lub większy przy przesunięciu fazowym pętli zamkniętej wynoszącym 2π radianów.
Stabilność wzmacniaczy operacyjnych wygodnie rozpatrywać przy zastosowaniu wykresów modułu i kąta wzmocnienia, jak na rys. 8-3. Te wykresy mogą być aproksymowane odcinkami prostych; nazywa się je wtedy wykresami Bode'a.
Rozpatrzmy wzmacniacz nieodwracający z rezystancyjnym sprzężeniem zwrotnym z rys. 8-2. Dzielnik sprzężenia zwrotnego nie wnosi przesunięcia fazowego w funkcji częstotliwości. Moduł wzmocnienia pętli zamkniętej osiąga wartość równą jedności w punkcie, w którym wykres wzmocnienia obwodu sprzężenia zwrotnego (linia przerywana na rys. 8-3) przecina się z wykresem modułu wzmocnienia wzmacniacza otwartego. Wartości β_1, współczynnika sprzężenia zwrotnego odpowiada przesunięcie fazowe wzmacniacza φ_1. Jak widać z wykresu, ten kąt jest mniejszy od π o wartość φ_m, zwaną *marginesem fazowym.* Dla tych warunków wzmacniacz jest stabilny. Jeżeli wzmocnienie układu ze

Rys. 8-3. Przebieg wzmocnienia i przesunięcia fazowego dla wzmacniacza bez kompensacji
β_k — maksymalna wartość współczynnika sprzężenia zwrotnego, dopuszczalna ze względu na stabilność; G_1 — wzmocnienie systemu przy wartości współczynnika sprzężenia zwrotnego równej β (dla małych częstotliwości); φ_m — margines fazowy

Rys. 8-4. Wzmocnienie i przesunięcie fazowe we wzmacniaczu z kompensacją

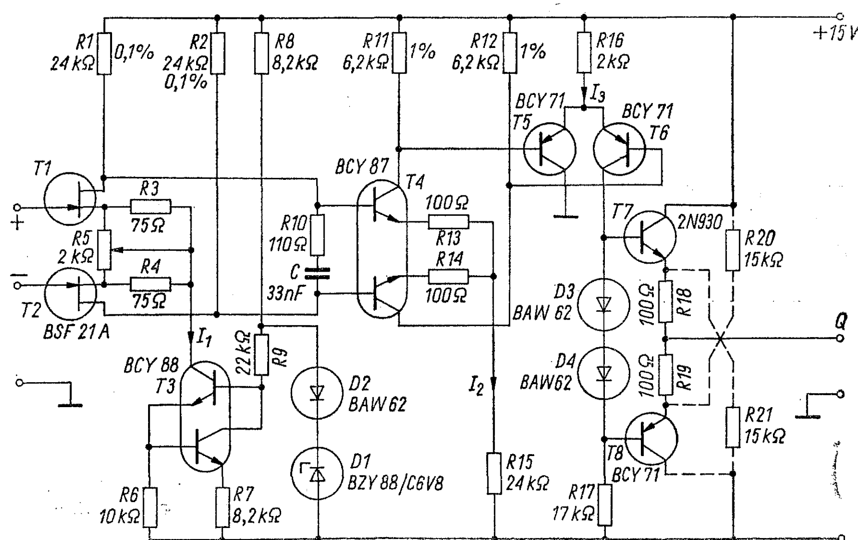
sprzężeniem zwrotnym wzrośnie o wartość G_m, nazywaną marginesem wzmocnienia, kąt przesunięcia fazowego wzrośnie do wartości równej π radianów i układ będzie oscylował. Temu stanowi odpowiada krytyczna wartość współczynnika sprzężenia zwrotnego, β_k. Zwykle dąży się do zachowania marginesu fazowego równego $\pi/4$, po to by nie dopuścić do wzrostu wzmocnienia w pobliżu górnej granicy częstotliwości. W przypadku gdy tłumienie gałęzi sprzężenia zwrotnego zależy od częstotliwości, musi to być uwzględnione przy analizie stabilności, podobnie jak przesunięcie fazowe wnoszone przez tę gałąź. Kompensacja częstotliwościowa fazy polega na takim kształtowaniu charakterystyki (rys. 8-4), aby kąt fazowy był mniejszy od π dla modułu $A = 1$ (0 dB). Odbywa się to kosztem iloczynu wzmocnienia i szerokości pasma. Metoda kompensacji zależy od układu wzmacniacza i wymaganych właściwości systemu. Do ważnych właściwości wzmacniacza należy prąd wejściowy, asymetria prądów obu wejść oraz zależność tych parametrów od temperatury. Duża wartość wzmocnienia i bezpośrednie sprzężenie wszystkich stopni sprawia, że dla zapewnienia stabilności temperaturowej tranzystory w stopniach różnicowych, szczególnie pierwszym muszą mieć możliwie zbliżone wartości parametrów i jednakową temperaturę w czasie pracy. Trudno to zapewnić przy budowie wzmacniacza z pojedynczych tranzystorów, dlatego we wzmacniaczach operacyjnych z elementami dyskretnymi z reguły bywają stosowane tranzystory podwójne, uformowane w tym samym procesie na wspólnym podłożu i umieszczone we wspólnej obudowie (rys. 8-5).

Wzmocnienie wzmacniacza wynosi 100 dB (10^5). Rezystor nastawny w obwodzie kolektora tranzystora *T1b* umożliwia symetryzację wzmacniacza dla uzyskania zerowego napięcia wyjściowego przy zerowym sygnale wejściowym. Zapew-

Rys. 8-5. Układ wzmacniacza operacyjnego z podwójnymi tranzystorami (Philips)

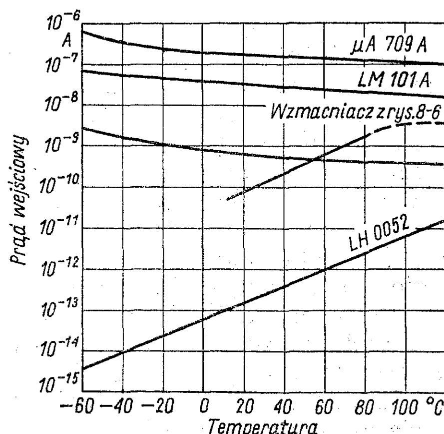
nienie dużej wartości tłumienia sygnału wspólnego wymaga uniezależnienia łącznego prądu emiterów tranzystorów *T1* od napięcia na ich bazach. Do tego celu służy tranzystor *T2*. Tranzystor *T2b* tworzy generator prądu sterowany napięciem synfazowym z emiterów tranzystorów *T3*. Układ przeciwdziała równoczesnym zmianom napięcia na kolektorach tranzystorów *T1a* i *T1b*. Wartość prądu kolektora tranzystora *T2b* zależy nie tylko od sygnału wspólnego ale również od napięcia zasilania. W celu skompensowania tego wpływu został wprowadzony tranzystor *T2a*. Zastosowane środki umożliwiają osiągnięcie tłumienia sygnału wspólnego i wpływu napięcia zasilania o wartości tego samego rzędu jak wartość wzmocnienia sygnału różnicowego. Stopień wyjściowy wzmacniacza tworzą tranzystory *T4* i *T5* ze wspólnym rezystorem emiterowym. Sterowane źródło prądowe w postaci tranzystora *T6* symetryzuje prąd kolektorów tranzystorów *T4* i *T5* przy braku sygnału. Rezystory w obwodzie bazy i emitera tranzystora *T6* są równe, dioda kompensuje spadek napięcia baza-emiter. Spadek napięcia na rezystorze w obwodzie bazy powoduje przepływ takiego samego prądu w obwodzie kolektora tranzystora *T6* i *T4*; nie przepływa przy tym prąd przez obciążenie. Dopiero sygnał różnicowy na bazach tranzystorów wyjściowych wywołuje zmianę prądu kolektorów w przeciwnych kierunkach i pojawienie się prądu w obciążeniu.

Charakterystyka częstotliwościowa wzmocnienia opada o 6 dB/oktawę (20 dB/dekadę) od częstotliwości 100 Hz. Wzmocnienie osiąga wartość zerową przy częstotliwości 10 MHz. Przebieg charakterystyki zapewnia bezwzględną stabilność przy wszystkich wartościach wzmocnienia ze sprzężeniem zwrotnym. Zakres zmian napięcia wyjściowego wynosi od −10 do +10 V, maksymalna wartość prądu wyjściowego 2,5 mA. Maksymalne napięcie sygnału wspólnego może wynosić ±10 V. Rezystancja wejściowa jest równa 100 kΩ, rezystancja wyjściowa 20 kΩ. Zmiana temperatury o 1 deg odpowiada w przybliżeniu zmianie napięcia wejściowego o 3 μV. W wielu zastosowaniach wzmacniaczy operacyjnych wymaga się dużej wartości impedancji wejściowej. Wprowadzenie do stopnia wejściowego wzmacniacza pary tranzystorów polowych (złączowych z kanałem *n* na rys. 8-6) umożliwia uzyskanie rezystancji wejściowej równej 10 GΩ i pojemności wejściowej 10 pF. Te same wartości dotyczą również sygnału wspólnego. Prąd wejściowy w temperaturze 25°C wynosi 100 pA i wzrasta do 5 nA przy 85°C. Wartości prądu przesunięcia, to znaczy prądu różnicowego potrzebnego dla symetryzacji wzmacniacza, są dziesięciokrotnie mniejsze. Wartość wzmocnienia i jej zależność od częstotliwości są takie same, jak dla poprzedniego wzmacniacza. Stopień wyjściowy w układzie wtórnikowym umożliwia zmniejszenie rezystancji wyjściowej do wartości 400 Ω. W celu zmniejszenia zniekształceń przy przejściu przez zero, można wprowadzić polaryzację wyjścia, jak to zaznaczono liniami przerywanymi. Współczynnik temperaturowy asymetrii napięcia wejściowego wynosi 40 μV/deg, zaś tłumienie sygnału wspólnego — 65 dB. Zmianie napięcia dodatniego zasilacza o 1 V odpowiada sygnał wejściowy 500 μV, natomiast taka sama zmiana napięcia ujemnego jest równoważna napięciu wejściowemu 15 μV. Całkowity zakres zmiany napięcia wyjściowego od −10 do +10 V można wykorzystać do częstotliwości 100 kHz. Równoważne napięcie wej-



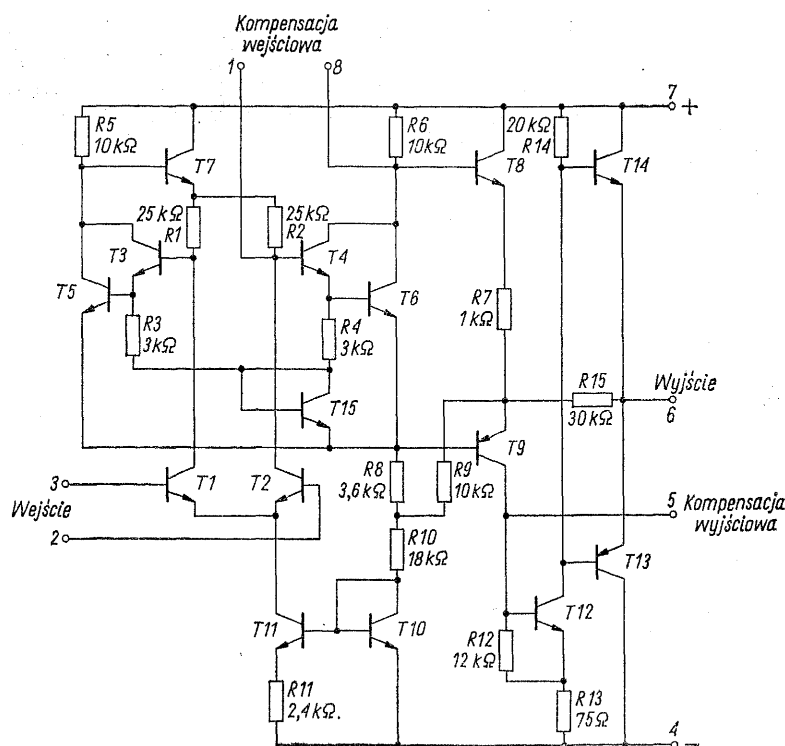
Rys. 8-6. Wzmacniacz operacyjny z parą tranzystorów polowych w pierwszym stopniu (Philips)

ściowe szumów przy szerokości pasma 100 kHz wynosi 20 µV.
BSF21A oznacza parę tranzystorów dobraną przez producenta i umocowaną wspólnym uchwytem dla zapewnienia małego gradientu temperatury. Dobieranie tranzystorów jest dotychczas tańsze niż stosowanie podwójnych tranzystorów polowych o dużej symetrii, ze względu na niedoskonałość technologii. Potencjometr *R5* w obwodzie źródeł umożliwia ustawienie zerowego napięcia przesunięcia. Wspólny prąd źródeł jest stabilizowany przez układ z podwójnym tranzystorem *T3*.
Wielki rozwój monolitycznych wzmacniaczy operacyjnych sprawił, że konkurują one zwycięsko z układami dyskretnymi i hybrydowymi w coraz większej liczbie zastosowań. Do niedawna głównymi argumentami przemawiającymi za budową układów specjalnych była szybkość, wyrażona przez prędkość narastania napięcia wyjściowego lub szerokość pasma, oraz wymaganie małej wartości prądu wejściowego. Na rysunku 8-7 przedstawiono przebieg prądu wejściowego w funkcji temperatury dla kilku typów wzmacniaczy monolitycznych oraz dla wzmacniacza z parą tranzystorów polowych na wejściu omówionego poprzednio. Wykresy dotyczą wzmacniaczy przystosowanych do pracy w tzw. wojskowym zakresie temperatur, to znaczy od −55°C do +120°C; gorsze egzemplarze mogą



Rys. 8-7. Zmiana prądu wejściowego wzmacniaczy operacyjnych w funkcji temperatury

być używane w zakresie „przemysłowym" od 0 do +70°C.
Wzmacniacz typu 709 (rys. 8-8) jest pierwszym układem, który zbliżył się do konstrukcji z elementów dyskretnych. Jego konstrukcja odzwierciedla wczesny stan technologii, stosowanej przy produkcji scalonych układów cyfrowych. Wyjątek stanowi tranzystor *T9*, używany do przesuwania poziomu napięcia. Ma on strukturę poprzeczną: emiter stanowi dyfuzja *npn*, normalnie używana jako baza. Jest ona otoczona drugą podobną dyfuzją, służącą jako kolektor, na-



Rys. 8-8. Schemat wzmacniacza operacyjnego scalonego typu 709

tomiast strefa kolektora *npn* tworzy szeroką bazę. Tranzystor *pnp* uzyskany w ten sposób ma małą wartość wzmocnienia prądowego, wynoszącą typowo 2. Układ wzmacniacza został tak zaprojektowany, aby działał poprawnie przy wzmocnieniu większym od 0,1 co umożliwiło wykorzystanie procesu epitaksjalno-planarnego z sześcioma maskami, stosowanego do wyrobu układów cyfrowych.

Drugi tranzystor *pnp, T13* ma strukturę pionową: jego emiter jest utworzony przez dyfuzję bazową *npn*, natomiast podłoże typu *p* jest kolektorem. Ten tranzystor ma większe wzmocnienie, ale jego dokładna wartość również nie ma większego znaczenia dla pracy układu. Ze względu na trudności wytwarzania rezystorów o dużych wartościach, zostały one w układzie zastąpione tranzystorami; małe wzmocnienie tranzystorów skompensowano przez wprowadzenie stopni oddzielających. Źródło prądowe dla emiterów tranzystorów wejściowych tworzą tranzystory *T10* i *T11*. Przy jego konstruowaniu wykorzystano powtarzalną różnicę napięć emiter-baza dwóch identycznych tranzystorów pracujących przy różnych wartościach prądu kolektora w celu stabilizacji prądu o wartości rzędu kilkudziesięciu mikroamperów bez stosowania dużych rezystancji. Napięcie baza-emiter jest związane z wartością prądu kolektora funkcją logarytmiczną. Tranzystor *T10* przewodzi stosunkowo duży prąd kolektora I_{C10}. Prąd bazy tego tranzystora można pominąć przy dużej wartości wzmocnienia prądowego. Napięcie baza-emiter tranzystora *T10*, włączonego jako dioda, stanowi napięcie odniesienia dla generatora stałego prądu z tranzystorem *T11*. Różnica napięć baza-emiter obu tranzystorów wynosi

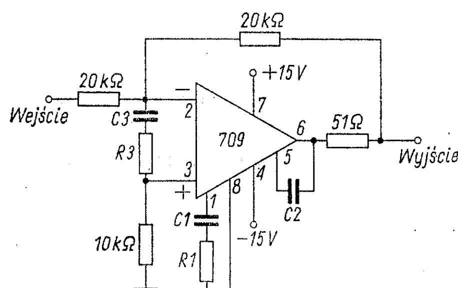
$$U_{BE10} - U_{BE11} = \Delta U_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C10}}{I_{C11}}$$

natomiast prąd kolektora tranzystora *T11* jest równy

$$I_{C11} = \frac{U_{BE}}{R_{11}}$$

W ten sposób uzyskano możliwość ustalania małego prądu za pomocą małej wartości rezystancji. W stosunku do rozwiązania konwencjonalnego, różnica polega na tym, że spadek napięcia na rezystorze emiterowym jest porównywany nie z napięciem baza-emiter, lecz z różnicą napięć baza-emiter o znacznie mniejszej wartości. Tranzystory w stopniu wyjściowym pracują w klasie B bez prądu początkowego dla zabezpieczenia ich przed równoczesnym włączeniem przy przesterowaniu. Wewnętrzne sprzężenie zwrotne przez *R15* redukuje zniekształcenia przy przejściu przez zero i zmniejsza impedancję wyjściową. Stopień wyjściowy jest zabezpieczony od krótkotrwałych zwarć wskutek malenia wzmocnienia prądowego tranzystorów wyjściowych przy wzroście temperatury. Czas zwarcia jest jednak ograniczony do 5 s. Dodatkowe zabezpieczenie można uzyskać włączając na wyjściu zewnętrzny rezystor o wartości około 50 Ω.

Na rysunku 8-9 pokazano sposób włączenia ze-



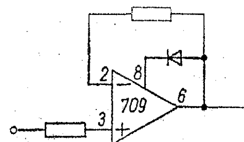
Rys. 8-9. Sposób włączenia elementów do kompensacji fazowej we wzmacniaczu typu 709

wnętrznych elementów dla kompensacji fazowej. Minimalne wartości elementów wynoszą: *C1* = 10 pF, *C2* = 3 pF. Ten sposób kompensacji ma zaletę stosowania małych pojemności, niezależności od rezystancji zewnętrznych układu i małego wpływu na szumy wnoszone przez wzmacniacz. Jego wadą jest zmniejszanie wartości międzyszczytowej napięcia wyjściowego przy dużych częstotliwościach. Prędkość narastania napięcia wyjściowego wynosi około 0,3 V/µs dla części charakterystyki o nachyleniu 6 dB/oktawę. W zastosowaniach, w których nie można pogodzić się ze zmniejszeniem zakresu napięcia wyjściowego przy dużych częstotliwościach, wprowadza się dodatkowo elementy kompensacyjne na wejściu wzmacniacza (*C3* i *R3*), zwiększające prędkość narastania napięcia kosztem zwiększenia szumu. Wpływ różnych sposobów kompensacji na parametry wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym ilustruje tabl. 8-1. Niektóre kombinacje warunków pracy wzmacniacza typu 709 mogą doprowadzić do nieprawidłowości działania, a nawet do zniszczenia wzmacniacza. Wymaga to stosowania specjalnych środków ostrożności przy projektowaniu układów z tym elementem. Dopuszczalna wartość napięcia sygnału wspólnego na wejściach jest ograniczona przez nasycenie źródła prądowego dla napięć ujemnych i przez nasycenie tranzystorów wejściowych dla napięć dodatnich. Niezależnie od możliwości uszkodzenia wejść przez nadmierny prąd, nasycenie tranzystora np. na wejściu odwracającym powoduje, że przestaje on odwracać znak napięcia i stanowi bezpośrednie połączenie wejścia z bazą tranzystora drugiego stopnia; sprzężenie ujemne staje się

Tablica 8-1. Wpływ układu kompensacji na parametry wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym

R1	1,5 kΩ	30 Ω	1,5 kΩ
R3		39 Ω	1 kΩ
C1	5 nF	10 pF	250 pF
C2	200 pF	3 pF	10 pF
C3		0,47 μF	0,47 μF
Szerokość pasma (−3 dB)	500 kHz	500 kHz	500 kHz
Szerokość pasma przy pełnej mocy	4,5 kHz	300 kHz	80 kHz
Prędkość narastania napięcia	0,3 V/s	22 V/s	6 V/μs
Napięcie szumów	0,03 mV	20 mV	1,3 mV

wówczas dodatnim, prowadząc do zablokowania wzmacniacza w stanie nasycenia, jeżeli napięcie wyjściowe może podtrzymać nasycenie pierwszego stopnia przez zewnętrzne sprzężenie zwrotne. To niebezpieczeństwo występuje szczególnie w układzie wtórnika napięciowego, gdy wyjście wzmacniacza jest bezpośrednio połączone z wejściem odwracającym i wzmacniacz może być nasycony przez przypadkowe impulsy napięcia na wejściu. Jednym z możliwych środków zapobiegawczych jest włączenie rezystora o wartości 33 kΩ między wyjście i wejście odwracające w celu ograniczenia prądu sprzężenia zwrotnego. Wadę tego sposobu stanowi zwiększenie asymetrii napięcia. Lepsze rozwiązanie stanowi dioda ograniczająca napięcie, włączona jak na rys. 8-10. Rezystory pokazane na rysunku nie są potrzebne dla zabezpieczenia przed nadmiernym sygnałem synfazowym, stanowią jednak dodatkowe zabezpieczenie przed impulsami napięcia różnicowego, wywołanymi przez stany nieustalone. Wartość rezystancji może wynosić do 10 kΩ bez przekroczenia katalogowej wartości asymetrii napięciowej. Dopuszczalne napięcie wspólne dla wejść wzmacniacza typu 709 wynosi ±8 V, natomiast napięcie różnicowe tylko ±5 V. Gdy jedno wejście jest uziemione,

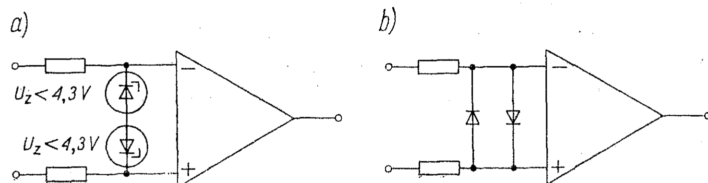


Rys. 8-10. Zabezpieczenie wzmacniacza 709 przed zablokowaniem przez przekroczenie dopuszczalnego sygnału wspólnego

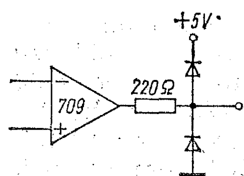
wówczas napięcie na drugim wejściu może wynosić tylko 5 V względem ziemi. Przekroczenie dopuszczalnej wartości sygnału różnicowego może doprowadzić do trwałego zwarcia wejść, jeżeli ich prąd nie został ograniczony do wartości mniejszej od 50 mA.

Zabezpieczenie wejść można rozwiązać tak jak na rys. 8-11. Diody Zenera połączone szeregowo nie zmniejszają dopuszczalnego zakresu sygnału różnicowego, natomiast równoległe włączenie diod krzemowych ogranicza ten zakres do napięć mniejszych od 0,6 V. Jeżeli wyjście wzmacniacza operacyjnego ma sterować układy cyfrowe rodziny TTL, względnie DTL, napięcie wyjściowe powinno być dodatnie i nie większe od 5 V. Ograniczenie napięcia do tego zakresu przez włączenie diody Zenera między wyjście wzmacniacza i jego wejście odwracające, jest niedopuszczalne w przypadku wzmacniacza typu 709 ze względu na możliwość przekroczenia dozwolonej wartości napięcia wejściowego. Może być wówczas zastosowany układ taki jak na rys. 8-12. Napięcie ujemne 0,7 V jest dopuszczalne dla układów logicznych.

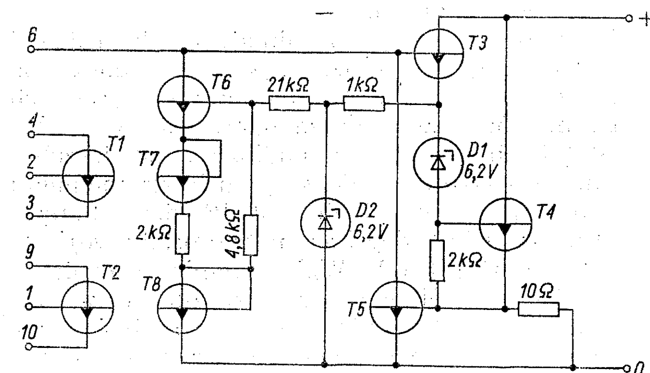
Dryft temperaturowy napięcia wejściowego wynosił dla pierwszych monolitycznych wzmacniaczy operacyjnych 3—10 μV/deg, a asymetria napięcia wejściowego 1÷2 mV. Zmniejszenie tych wartości było możliwe tylko przez ostrzejszą selekcję elementów, wprowadzenie stabilizacji przez przetwarzanie sygnału na napięcie zmienne, albo umieszczenie wzmacniacza w termostacie. Wszystkie te metody wiązały się ze znacznym zwiększeniem kosztów, co stanowiło bodziec do opracowania układu scalonego μA 726, stanowiącego monolityczne połączenie pary tranzystorów typu *npn* i regulatora temperatury (rys. 8-13). Zastosowanie tego układu w pierwszym stopniu wzmacniacza różnicowego umożliwia zmniejszenie dryftu temperaturowego do wartości 0,2 μV/deg w „wojskowym" zakresie temperatur. Czujnik temperatury stanowią tranzystory *T6* i *T7*, wytwarzające napięcie na zewnętrznym rezystorze służącym do usta-



Rys. 8-11. Zabezpieczenie wzmacniacza typu 709 przed nadmiernym napięciem sygnału różnicowego: a) przy wykorzystaniu pełnego zakresu sygnału różnicowego; b) przy napięciu wejściowym ograniczonym do około 0,6 V

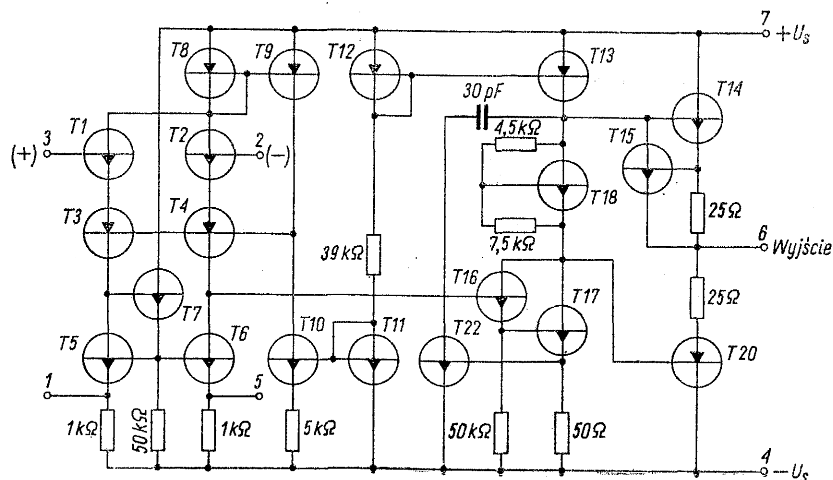


Rys. 8-12. Przystosowanie wzmacniacza 709 do sterowania układów cyfrowych DTL i TTL



Rys. 8-13. Schemat układu scalonego μA 726

lania temperatury, połączonym z kolektorem tranzystora *T6*. Napięcie na tym rezystorze steruje tranzystor *T4*, pełniący funkcję grzejnika, przez wtórnik emiterowy *T3* i diodę Zenera *D1*, służącą do przesuwania poziomu napięcia. Prąd początkowy po włączeniu urządzenia jest ograniczany za pośrednictwem tranzystora *T5* do wartości około 60 mA. Bardzo małe wymiary i mała masa płytki sprawiają, że temperatura ustala się bardzo szybko. Czas stabilizacji do wartości mniejszej o 1 deg od zadanej jest mniejszy od 1 s. Wartości zewnętrznego rezystora, wynoszącej 62 kΩ, odpowiada maksymalna temperatura kryształu. Typowa wartość niestabilności długookresowej wynosi 5 μV/tydzień. Następne konstrukcje wzmacniaczy operacyjnych wykazują nie tylko lepsze wartości wszystkich parametrów, ale są także znacznie dogodniejsze do stosowania dzięki wbudowanej kompensacji fazowej, zapewniającej stabilną pracę przy wszystkich wartościach sprzężenia zwrotnego, wewnętrznemu zabezpieczeniu przed długotrwałym zwarciem i blokowaniem przez nadmierną wartość sygnału wspólnego. Typowym przykładem nowego pokolenia monolitycznych wzmacniaczy operacyjnych jest najbardziej obecnie popularny układ μA741 (rys. 8-14). Układ zawiera dwa stopnie o dużym wzmocnieniu: wejściowy stopień różnicowy i stopień sterujący wyjściowe wtórniki emiterowe. Ponieważ wytwarzanie tranzystorów *pnp* o dużym wzmocnieniu jest trudne, w stopniu wejściowym została użyta kombinacja tranzystorów *npn* o dużym wzmocnieniu i tranzystorów *pnp* o małym wzmocnieniu dla uzyskania małego prądu wejściowego 100 nA i dużego zakresu dopuszczalnych napięć różnicowych, wynoszącego ± 30 V. Ta poprawa została uzyskana dzięki temu, że maksymalne napięcie emiter-baza dla poprzecznego tranzystora *pnp* jest znacznie większe, niż dla tranzystora *npn*. Tranzystory stopnia wejściowego pracują na obciążenie aktywne w postaci tranzystorów *T5* i *T6*. Emitery tych tranzystorów zostały wyprowadzone dla umożliwienia symetryzacji wzmacniacza za pomocą zewnętrznego potencjometru 10 kΩ. Obciążenie aktywne umożliwia uzyskanie dużego wzmocnienia stopnia a zatem ograniczenie liczby stopni i uproszczenie układu kompensacji. Dodatkową zaletę tego rozwiązania stanowi niewielki spadek napięcia na obciążeniu i brak rezystorów o dużych wartościach. Stopień wyjściowy pracuje w klasie AB z temperaturową kompensacją punktu pracy za pomocą tranzystora *T18*. Tranzystor *T15* ogranicza prąd zwarcia do ± 25 mA w temperaturze 25°C; przy wzroście temperatury wartość prądu zwarcia zmniejsza się i przy 125°C wynosi 17 mA. Wbudowany kondensator monolityczny o pojemności 30 pF



Rys. 8-14. Schemat wzmacniacza μA741 firmy Fairchild

kompensuje wzmacniacz, powodując opadanie charakterystyki wzmocnienia od częstotliwości 10 Hz o 6 dB/oktawę do wzmocnienia równego jedności przy 800 kHz, wówczas gdy margines fazowy wynosi 80°. Jeżeli jest wymagane większe zwężenie pasma, może być włączony dodatkowy kondensator między końcówki *5* i *6*. Napięcia zasilające mogą wynosić od ±3 V do ±20 V. Asymetria napięciowa wejścia jest mniejsza od 1 mV, rezystancja wejściowa wynosi 1 MΩ, wzmocnienie dla dużego sygnału ma typową wartość 200 000, pobór mocy przy napięciach zasilających 15 V wynosi 50 mW, a prędkość narastania napięcia w układzie wtórnika napięciowego — 0,5 V/μs.

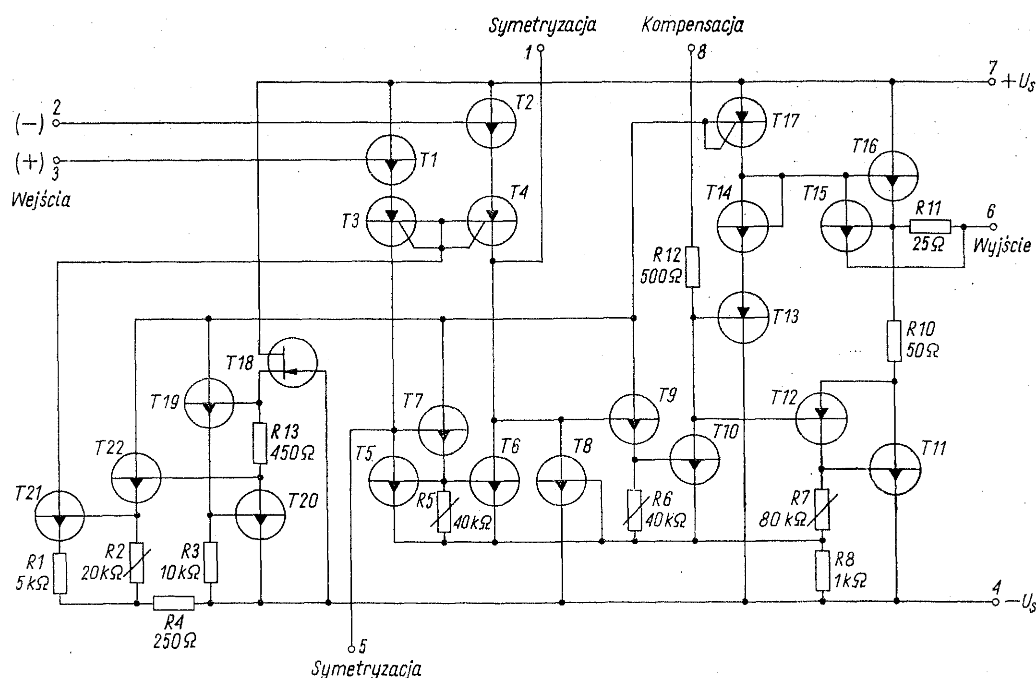
Wzmacniacz typu 741 jest produkowany w wersji podwójnej, noszącej oznaczenie 747. Podobny wzmacniacz, lecz bez wewnętrznej kompensacji ma oznaczenie μA748.

Zbliżoną strukturę blokową, lecz inną budowę wewnętrzną ma wzmacniacz operacyjny typu LM 101 A firmy National Semiconductor (rys. 8-15). Oprócz poprzecznych tranzystorów *pnp*, znalazły w nim zastosowanie rezystory polowe o dużych wartościach (na rysunku oznaczone ukośnie przekreślonym symbolem) i tranzystor polowy do polaryzacji źródeł prądowych. Rezystory polowe umożliwiają uzyskanie rezystancji znamionowej między 10 kΩ i 30 kΩ na kwadrat (prąd płynie równolegle do płaszczyzny bazy), jednak przy dużym rozrzucie produkcyjnym i współczynniku temperaturowym, sprawiającym, że ich rezystancja zmienia się czterokrotnie w „wojskowym" zakresie temperatur. Tranzystory poprzeczne *pnp* w układzie LM 101 A mają większą wartość wzmocnienia, niż to było możliwe we wcześniejszych konstrukcjach. Umożliwia to wpływanie na wartość wzmocnienia przez podział kolektora na dwie odpowiednio dobrane powierzchnie i połączenie jednej z nich z bazą.

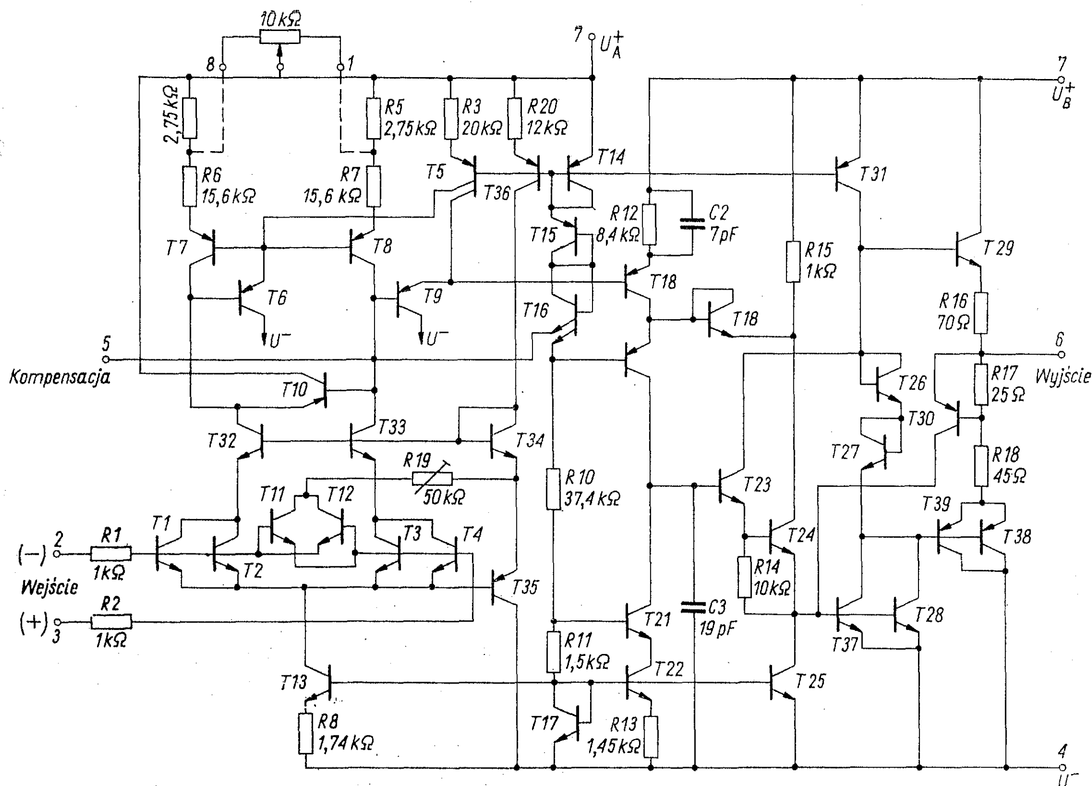
Rozbudowa wewnętrzna układu możliwa dzięki nowoczesnej technologii (rys. 8-16), umożliwia uzyskanie bardzo istotnej poprawy wszystkich parametrów wzmacniacza operacyjnego. Układ wg [1], zbudowany na podłożu o powierzchni tylko dwukrotnie większej, niż wzmacniacza μA709, ma wzmocnienie 140 dB, dryft temperaturowy 0,3 μV/deg i asymetrię prądu wejściowego poniżej 1 nA. Wpływ napięcia zasilania i napięcia wspólnego wyraża się błędem w granicach (1 ... 10)10^{-6}. Wzmacniacz może być skompensowany zewnętrznym kondensatorem o pojemności 390 pF i ma wbudowane zabezpieczenie wejścia i wyjścia. Uproszczony schemat przedstawiono na rys. 8-17.

Głównym czynnikiem dla zapewnienia bardzo dobrych parametrów stałoprądowych jest zastosowanie w stopniu wejściowym par ze sprzężeniem krzyżowym, zmniejszającym składnik szumu odwrotnie proporcjonalny do częstotliwości, kompensującym sygnały termiczne i wpływ niedokładności wykonania.

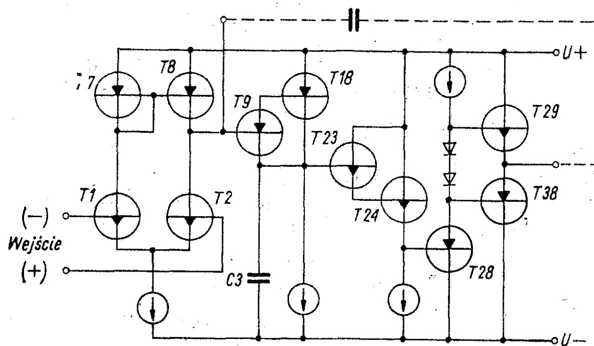
Wzmacniacz typu NH 0001 (rys. 8-18) jest przeznaczony specjalnie do zastosowań wymagających bardzo małej mocy spoczynkowej dla



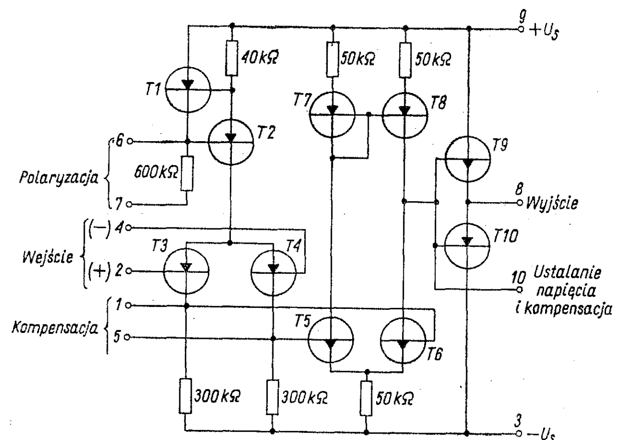
Rys. 8-15. Schemat wzmacniacza typu LM 101 A firmy National Semiconductor



Rys. 8-16. Schemat wzmacniacza z tranzystorami super-beta firmy Nova Devices, Inc.[1]



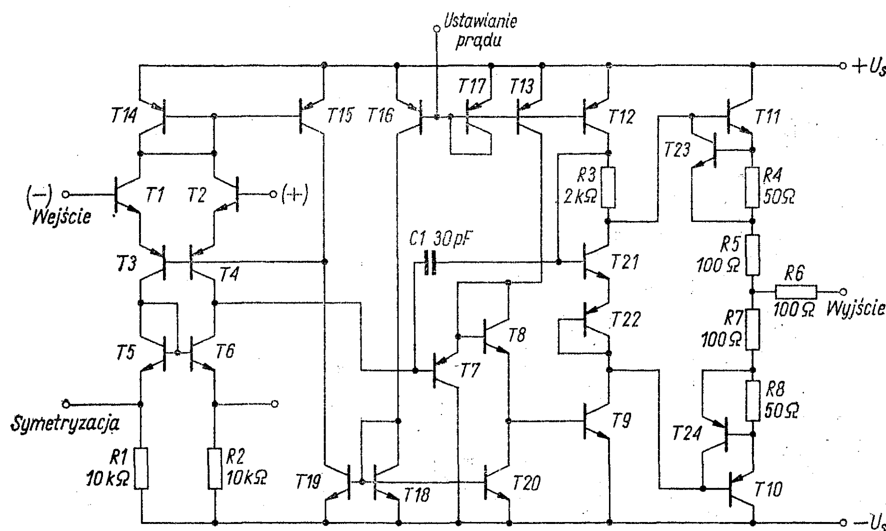
Rys. 8-17. Uproszczony schemat wzmacniacza operacyjnego z rys. 8-16



Rys. 8-18. Schemat wzmacniacza operacyjnego NH0001, przeznaczonego do zastosowań wymagających małej mocy spoczynkowej

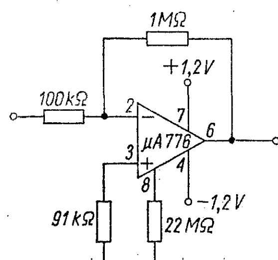
oszczędności źródeł zasilania. Moc pobierana bez obciążenia wyjścia ze źródeł zasilania o napięciach 15 V wynosi 2 mW, a przy napięciach zasilania 5 V wynosi 0,5 mW. Przy napięciach zasilania ± 15 V maksymalne napięcie wyjściowe wynosi na rezystancji obciążenia 2 kΩ ±10 V, a prąd zwarcia ma wartość między 20 a 30 mA. Do kompensacji fazowej służą dwa małe kondensatory zewnętrzne: 39 pF między wyprowadzeniami *1* i *10* oraz 22 pF między końcówką *5* i ziemią.

Cechą wzmacniacza typu μA 776 (rys. 8-19) jest możliwość programowania jego parametrów za pośrednictwem prądu doprowadzonego do wejścia I_{SET}. Można w ten sposób uzyskać charakterystyki zbliżone do typu μA741, albo używać wzmacniacza przy napięciach zasilania ±3 V i mocy pobieranej 170 μW. Prąd wejściowy wynosi przy tym 2 nA, rezystancja wejściowa — 50 MΩ, rezystancja wyjściowa — 5 kΩ, wzmocnienie napięciowe dla dużego sygnału 200 000, a prąd zwarcia 2 mA. Wzmacniacz μA776 mo-



Rys. 8-19. Schemat wzmacniacza μA776

że jeszcze pracować przy mocy zasilania wynoszącej 600 nW, w układzie jak na rys. 8-20. Wejście prądu programowania umożliwia włączanie i wyłączanie wzmacniacza w celu jego wykorzystania jako przełącznika, np. w układzie multipleksera albo w układzie próbkująco-zapamiętującym.



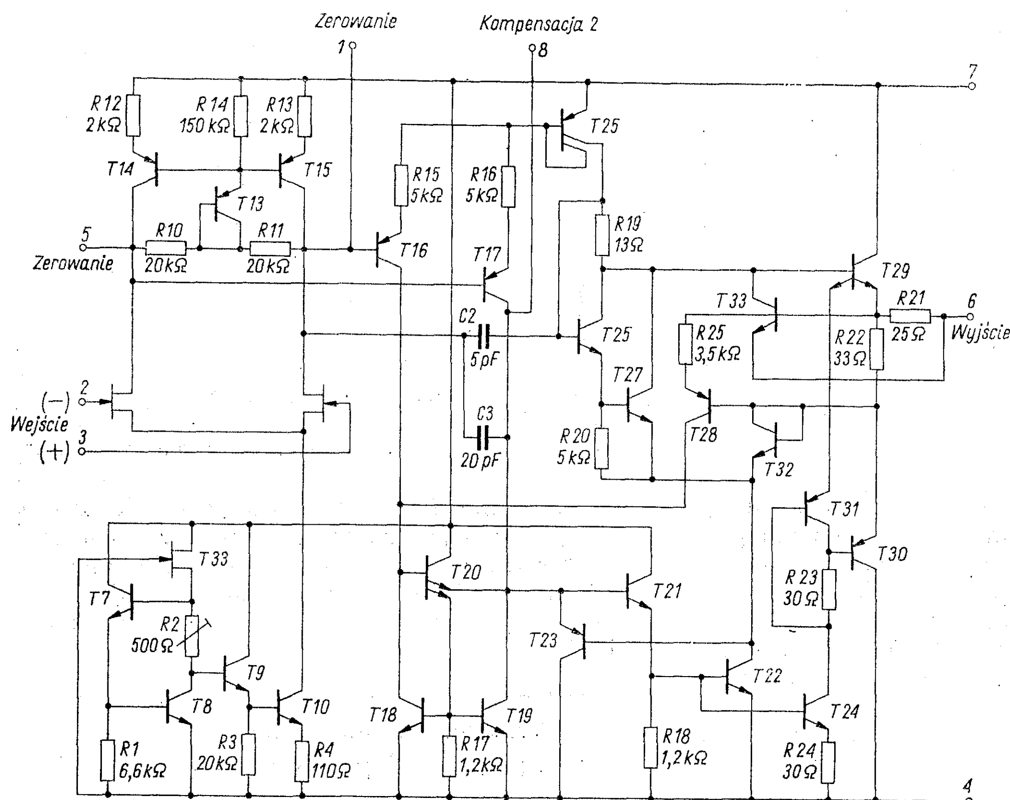
Rys. 8-20. Wzmacniacz μA-776 z zasilaniem oszczędnościowym

Wzmacniacze operacyjne z tranzystorami polowymi na wejściu stanowią zazwyczaj połączenie dwóch układów monolitycznych w jednej obudowie i zawierają monolityczny wzmacniacz bipolarny poprzedzony przez monolityczny podwójny tranzystor polowy. Przykładem takiej konstrukcji jest układ scalony typu LH0062 firmy National Semiconductor (rys. 8-21). Układ wykazuje prędkość narastania napięcia 90 V/μs, szerokość pasma 15 MHz (dla dużego sygnału — 2 MHz), rezystancję wejściową dla sygnału różnicowego i wspólnego równą 10^{12} Ω, prąd wejściowy 5 pA przy 25°C. Napięcie i prąd przesunięcia wynoszą odpowiednio 1 mV i 1 pA; w specjalnym wykonaniu tranzystory polowe są symetryzowane podczas montażu za pomocą lasera dla uzyskania zerowego napięcia przesunięcia i prądu przesunięcia mniejszego od 0,1 pA. Wzmacniacz ma wewnętrzną kompensację o nachyleniu charakterystyki 6 dB/oktawę oraz dodatkowe wyprowadzenie dla dołączenia zewnętrznych elementów kompensacyjnych.

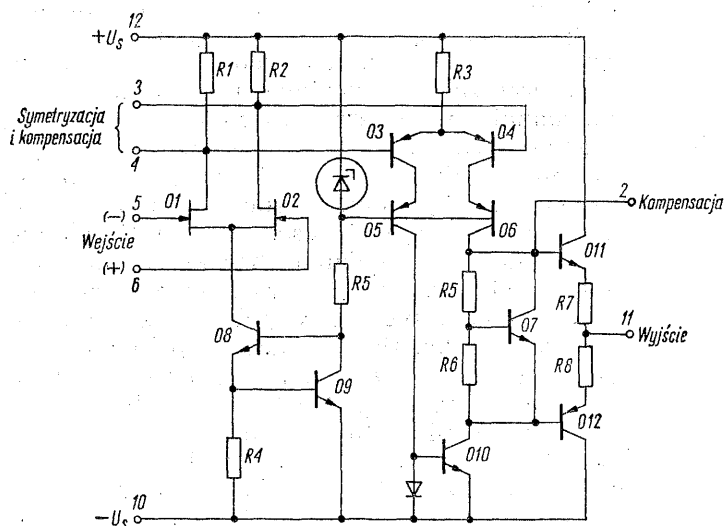
Wzmacniacz typu LH 0032 (rys. 8-22) cechuje jeszcze większa szybkość narastania napięcia, wynosząca 500 V/μs i szerokość pasma 70 MHz, przy prądzie wejściowym 20 pA. Wzmacniacz nie ma wewnętrznych elementów kompensacji fazowej.

Prawidłowe wykorzystanie wzmacniaczy operacyjnych z tranzystorami polowymi wymaga specjalnych środków ostrożności dla zapobieżenia trudnościom, nie występującym przy konstrukcji układów ze wzmacniaczami bipolarnymi. Bardzo duża impedancja wejściowa stwarza niebezpieczeństwo przedostawania się szkodliwych napięć przez izolację gniazdek, obwodu drukowanego i przewodów. Przeciwdziała się temu unikając stosowania gniazdek i wprowadzając ekran ochronny wokół ścieżek połączonych z wejściami. Wprawdzie pojemność wejściowa wzmacniacza jest niewielka i wynosi 4 lub 5 pF, jednak stosowane zwykle rezystancje o bardzo dużych wartościach mogą w istotny sposób wpłynąć na ograniczenie pasma. Wpływ pojemności wejściowej można skompensować przez włączenie odpowiednio dobranego kondensatora o pojemności kilku pikofaradów równolegle do gałęzi sprzężenia zwrotnego. Wykorzystanie pełnej szybkości wzmacniacza wymaga zablokowania doprowadzeń zasilania kondensatorami o małej indukcyjności.

Wszystkie wzmacniacze operacyjne omówione dotychczas były przystosowane zasadniczo do zasilania z dwóch źródeł napięcia symetrycznych względem ziemi, a ich stosowanie przy jednym źródle napięcia narzucało znaczne ograniczenia na parametry układu. Wprowadzenie systemów elektronicznych do samochodów, związane z ostrzejszymi wymaganiami bezpieczeństwa i ochrony środowiska, spowodowało opracowanie układów wzmacniaczy scalonych dostosowanych



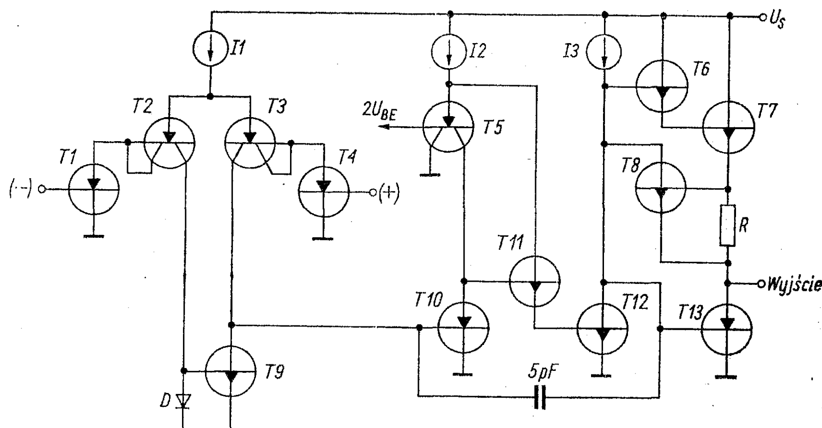
Rys. 8-21. Schemat scalonego wzmacniacza operacyjnego z tranzystorami polowymi na wejściu, typu LH0062 firmy National Semiconductor



Rys. 8-22. Schemat wzmacniacza operacyjnego LH0032

do jednego źródła zasilania z jednym biegunem połączonym z ziemią. Przykładem takiej konstrukcji jest wzmacniacz operacyjny, którego schemat przedstawiono na rys. 8-23 [2]. Przy napięciu zasilania wynoszącym 15 V i temperaturze 25°C najważniejsze parametry wzmacniacza mają następujące wartości:
zakres napięć wspólnych na wejściu 0 ... 13 V,
zakres napięcia wyjściowego 0 ... 13 V,
prąd wejściowy 50 nA,
asymetria napięciowa 5 mV,
prąd wyjściowy przy zwarciu ±20 mA,
wzmocnienie przy rezystancji obciążenia 10 kΩ: 100 dB,
szerokość pasma przy wzmocnieniu 0 dB 200 kHz,
impedancja wejściowa 500 kΩ,
prędkość narastania napięcia 0,1 V/μs.

W celu wyeliminowania napięcia progowego baza-emiter tranzystorów wejściowych, zamiast

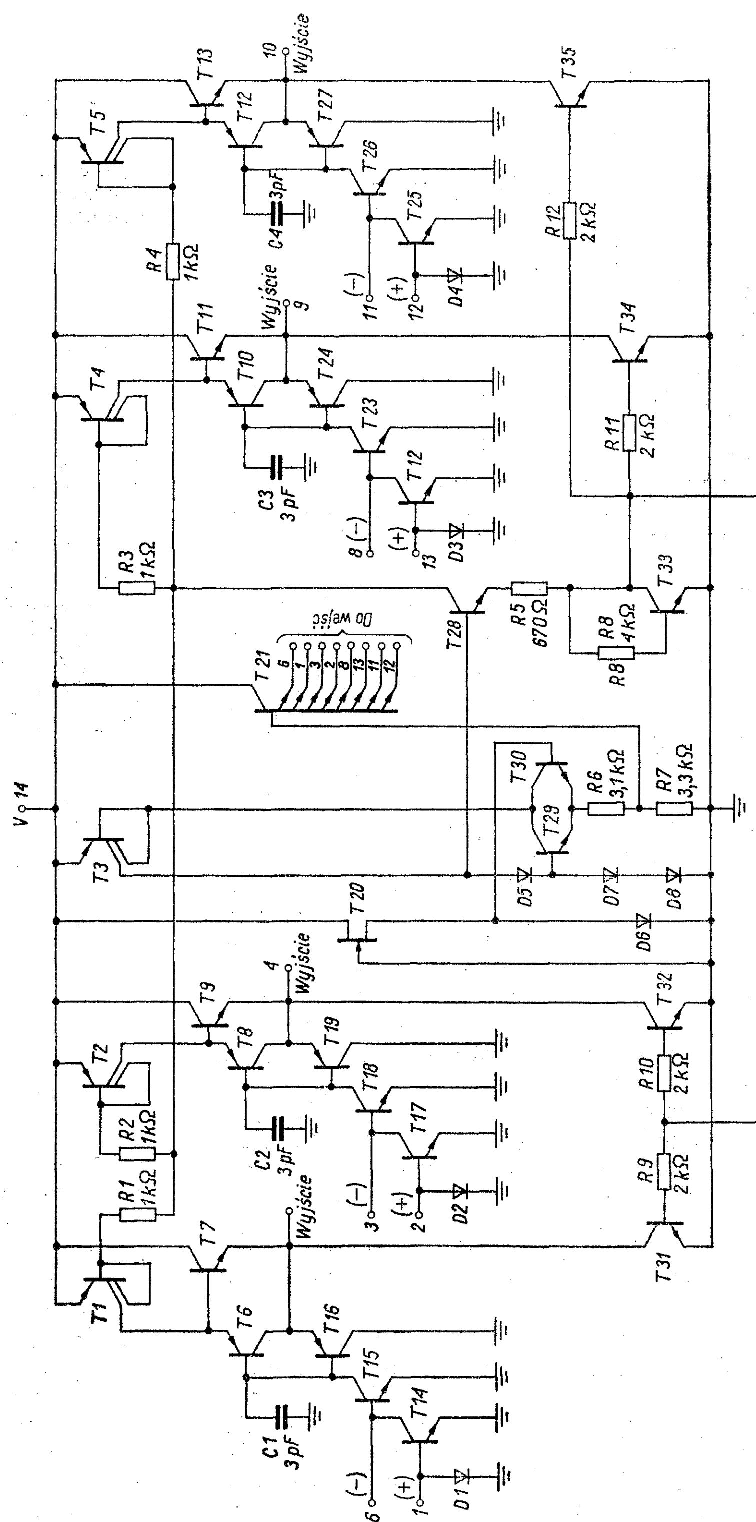


Rys. 8-23. Uproszczony schemat wzmacniacza operacyjnego, przeznaczonego do zasilania z jednego źródła, typu LM324

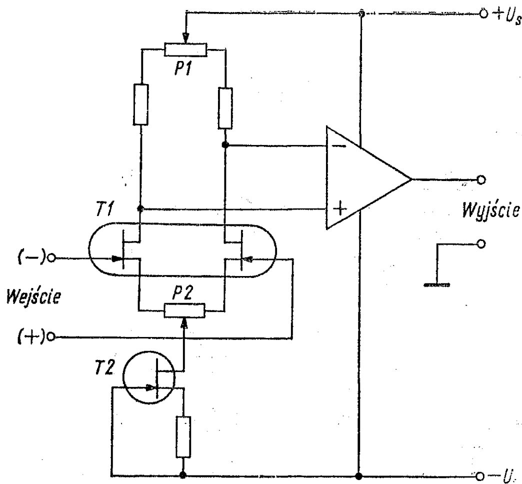
konwencjonalnego układu z tranzystorami *npn* z uziemionymi emiterami, który wymaga polaryzacji sygnałem wspólnym, został zestawiony układ z tranzystorami *pnp, T1* i *T4,* których kolektory zostały połączone z ziemią. Napięcie na kolektorach tranzystorów *T2* i *T3* nie może być większe niż spadek napięcia na przewodzącej diodzie, co łącznie z napięciem baza-emiter tranzystorów wejściowych sprawia, iż przy zerowym napięciu na wejściach, cztery pierwsze tranzystory mają zerowe napięcie baza-kolektor. Tranzystory *T2* i *T3* mają dzielone kolektory dla zmniejszenia przewodności przejściowej w celu zredukowania wartości pojemności potrzebnej dla wewnętrznej kompensacji fazowej wzmacniacza. Mała pojemność tych kondensatorów jest istotna ze względu na to, że na jednej płytce umieszcza się cztery wzmacnicze o wspólnych źródłach prądowych, pokazanych na rysunku jedynie w postaci symboli.
Odmienna zasada została wykorzystana w konstrukcji poczwórnego wzmacniacza operacyjnego typu LM 3900 (rys. 8-24), również przeznaczonego do pracy z jednym źródłem zasilania. Zamiast konwencjonalnego stopnia wejściowego reagującego na różnicę napięć, wzmacniacz został wyposażony w wejścia prądowe, przy czym funkcję wejścia odwracającego pełni „zwierciadło prądowe" np. *T14*, tworzące „lustrzane odbicie" prądu wejściowego i odejmujące go od prądu dopływającego do wejścia nieodwracającego. Prąd polaryzacji wejścia konieczny dla działania wzmacniacza może pochodzić ze źródła zasilania, z oddzielnego źródła napięcia dodatniego lub ujemnego, albo z wyjścia wzmacniacza, na którym panuje wówczas pewne napięcie stałe, różne od zera. Napięcie zasilające może wynosić od +4 do +36 V, wzmacniacz może być również zasilany z dwóch źródeł symetrycznych o napięciach od 2 do 18 V. Prąd pobierany ze źródła nie zależy od jego napięcia. Prąd wejściowy wzmacniacza wynosi 30 nA, wzmocnienie 70 dB, szerokość pasma dla wzmocnienia 0 dB jest równa 2,5 MHz. Wyjście może dostarczać prądu 10 mA, albo pochłaniać prąd 1,3 mA, napięcie wyjściowe zmienia się od 0,1 V do napięcia mniejszego o 1 V od napięcia zasilania.

8.2 Wzmacniacze stosowane w przyrządach pomiarowych i sterujących

Wzmacniacze stosowane w przyrządach pomiarowych i sterujących są to układy przystosowujące sygnały z różnych źródeł do sterowania tych przyrządów. Powinna je cechować duża impedancja wejściowa, zapewniająca małe obciążenie źródła i niewrażliwość na wartość jego impedancji i rezystancję połączeń, stałość wzmocnienia i jego niezależność od częstotliwości w paśmie częstotliwości sygnału (jeżeli nie jest wymagana specjalna charakterystyka częstotliwościowa), duża liniowość oraz duża wartość tłumienia sygnału wspólnego. Zebrane tu przykłady pokazują jak można spełnić wymagania stawiane wzmacniaczom przyrządowym przy zastosowaniu układów z monolitycznymi wzmacniaczami operacyjnymi.
Prostą metodą zwiększenia impedancji wejściowej wzmacniacza jest dodanie do wzmacniacza operacyjnego zewnętrznego stopnia z tranzystorami polowymi (rys. 8-25). Trudności w realizacji tego układu powoduje duży koszt par monolitycznych tranzystorów polowych o dużej symetrii parametrów oraz zależność temperaturowa napięcia przesunięcia tranzystorów różnicowych, nawet tych które tworzą parę monolityczną. Podwójny tranzystor bipolarny umożliwia uzyskanie błędu współbieżności napięcia baza-emiter rzędu 0,2%/deg. Dla stopnia różnicowego z tranzystorami polowymi, zmiana napięcia przesunięcia z temperaturą może wynosić na-

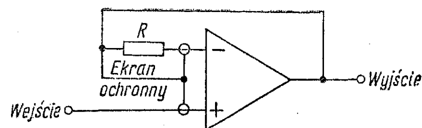


Rys. 8-24. Schemat wzmacniacza typu LM3900

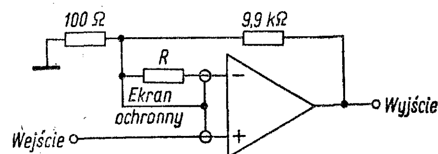


Rys. 8-25. Wzmacniacz operacyjny z zewnętrznym stopniem różnicowym z tranzystorami polowymi

wet 0,2 mV/deg. Specjalna technologia umożliwia zmniejszenie tego wpływu do 5 µV/deg. Zazwyczaj jest konieczne indywidualne dobieranie temperaturowej współbieżności charakterystyk za pomocą potencjometru *P1*. Potencjometr *P2* służy do zerowania wartości napięcia przesunięcia. Tranzystor *T2* pełni funkcję źródła prądowego, zwiększającego wartość tłumienia sygnału wspólnego. Rezystancja takiego źródła wynosi kilka do kilkunastu megaomów i jest o dwa rzędy wielkości większa od wartości rezystora, jaki można w tym miejscu zastosować. Stopień wejściowy z tranzystorami polowymi narzuca specjalne wymagania czystości, starannego opracowania konstrukcji i stosowania specjalnych materiałów. Jeżeli prąd wejściowy wynosi 5 pA, rezystancja izolacji między wejściem i źródłem zasilania o napięciu 15 V, wynosząca 10^{14} Ω, wywoła błąd równy 3‰. Nie można stosować gniazdek, ani laminatu bakelitowego; laminat szklano-epoksydowy powinien być zabezpieczony od wilgoci lakierem silikonowym, ale lepszy jest laminat na podłożu teflonowym lub poliwęglanowym. Jest korzystne wyprowadzanie końcówek wejściowych bez pośrednictwa obwodu drukowanego, np. na słupki z końcówkami wykonane z teflonu. Skuteczne zabezpieczenie przed upływnościami obwodu stanowi ekran ochronny, otaczający przewód wejściowy i połączony z potencjałem takim samym jak wejście. Na rysunku 8-26 przedstawiono przykład realizacji ekranu ochronnego w układzie wtórnika napięciowego. We wzmacniaczu odwracającym na obu wejściach występuje małe napięcie, dlatego ekran wystarczy połączyć z ziemią.
Ekran ochronny powinien być sterowany ze źródła o małej impedancji, dlatego we wzmacniaczu odwracającym, rys. 8-27, został użyty dzielnik złożony z rezystorów o małych wartościach.

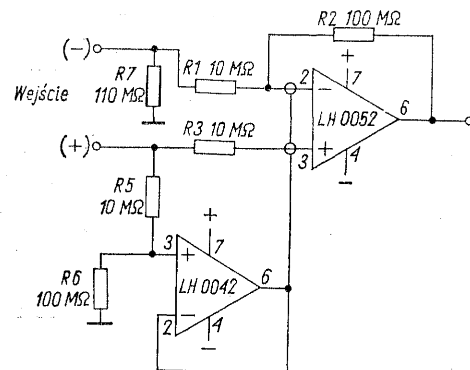


Rys. 8-26. Ekran ochronny w układzie wtórnika napięciowego. Rezystor w obwodzie sprzężenia zwrotnego kompensuje wpływ rezystancji źródła



Rys. 8-27. Połączenie ekranu ochronnego w układzie wzmacniacza odwracającego

Rezystor *R*, podobnie jak w poprzednim układzie, ma za zadanie symetryzację rezystancji dołączonych do obu wejść. Jeżeli oba wejścia muszą być połączone z dużymi rezystancjami, jest wówczas potrzebny dodatkowy wzmacniacz zmniejszający impedancję w celu sterowania ekranu ochronnego, jak na rys. 8-28. Wspólny

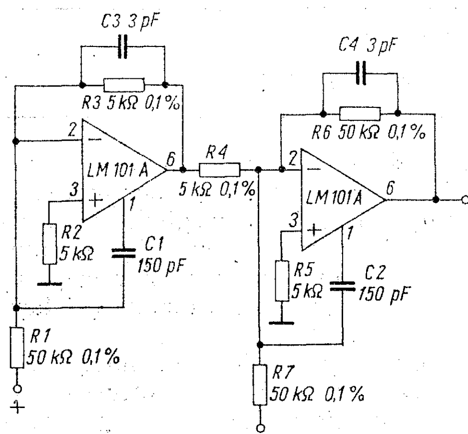


Rys. 8-28. Sterowanie ekranu ochronnego za pomocą oddzielnego wzmacniacza

punkt rezystorów *R5* i *R6* ma właściwe napięcie dla ekranu, ale te rezystory nie mogą mieć odpowiednio małych wartości ze względu na obciążenie źródła. Rezystor *R7* ma wartość równą sumie *R5* i *R6*. Jego zadaniem jest symetryzacja układu dla zapewnienia dużej wartości tłumienia sygnału wspólnego.
W licznych układach wzmacniaczy przyrządowych poprawę parametrów uzyskuje się przez zastosowanie kilku wzmacniaczy operacyjnych. Układ przedstawiony na rys. 8-29 dopuszcza dużą wartość sygnału wspólnego, określoną zależnością

$$U_C = U_i \frac{R1}{R3}$$

w której U_i oznacza dopuszczalną wartość różnicowego napięcia wejściowego. Tłumienie sygnału wspólnego zależy od symetrii rezystancji *R1* i *R7* oraz *R3* i *R4*. Wzmocnienie sygnału róż-



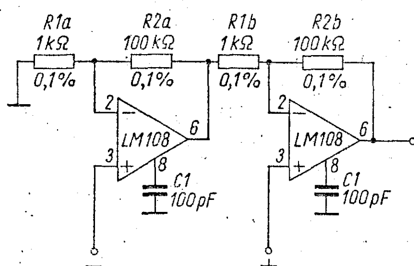
Rys. 8-29. Wzmacniacz przyrządowy z wykorzystaniem dwóch wzmacniaczy operacyjnych w układzie odwracającym

nicowego wynosi *R6/R7* i może być łatwo zmieniane przy pomocy rezystora *R7*. Zaletę tego układu stanowi fakt, że tłumienie sygnału wspólnego poszczególnych wzmacniaczy i jego dopuszczalna wartość dla każdego wzmacniacza nie wpływają na odpowiednie parametry układu. Zwiększenie dopuszczalnej wartości sygnału wspólnego jest jednak okupione wzrostem błędu powodowanego przez napięcie przesunięcia wzmacniaczy. Układ jest szczególnie korzystny przy zastosowaniu wzmacniaczy z przetwarzaniem sygnału, nie mających wejścia nieodwracającego.

Wykorzystanie wejść nieodwracających (rys. 8-30) umożliwia uzyskanie dużej impedancji wejściowej. Wzmocnienie wzmacniacza wynosi

$$G = 1 + \frac{R2}{R1}$$

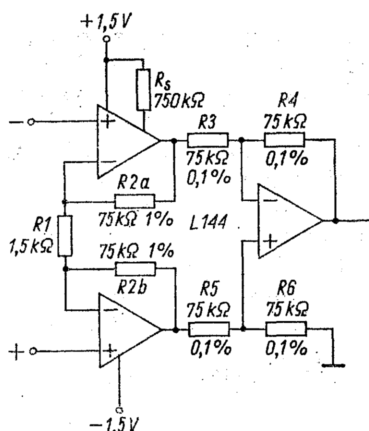
Tłumienie sygnału wspólnego zależy od zachowania równości stosunku rezystancji określających wzmocnienie obu wzmacniaczy, co utrudnia zmienianie wartości wzmocnienia. Praca



Rys. 8-30. Układ wzmacniacza o dużej impedancji wejściowej

wzmacniaczy w układzie nieodwracającym nakłada na nie wymagania dużego dopuszczalnego zakresu zmian napięć wspólnych i ich dużego tłumienia. Mała wartość wzmocnienia układu jest niepożądana, ponieważ ogranicza dopuszczalną wartość sygnału wspólnego, przez to, że napięcie na wejściu wzmacniacza lewego nie może przekroczyć maksymalnej wartości napięcia wyjściowego podzielonej przez wzmocnienie. Impedancja wejściowa każdego wejścia jest równa impedancji wejściowej zastosowanych wzmacniaczy dla sygnału wspólnego.

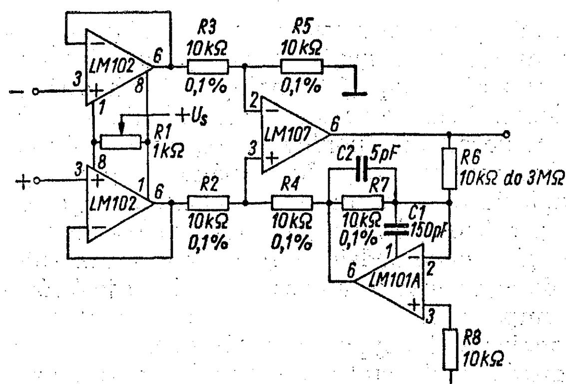
Większość wad ostatniego układu można usunąć przez wprowadzenie trzeciego wzmacniacza operacyjnego, jak na rys. 8-31. Pierwsze dwa



Rys. 8-31. Wzmacniacz przyrządowy, w którym zastosowano potrójny wzmacniacz operacyjny L144 firmy Siliconix Ltd.

wzmacniacze tworzą układ o dużej impedancji wejściowej i wzmocnieniu $1+(2R2/R1)$ dla sygnałów różnicowych oraz wzmocnieniu równym 1 dla sygnałów wspólnych. Trzeci wzmacniacz ma wzmocnienie sygnału różnicowego równe *R4/R3*, a jego tłumienie sygnału wspólnego zależy od symetrii rezystancji. Dla zmniejszenia błędu powodowanego napięciem przesunięcia jest pożądane by napięcie przesunięcia obu wzmacniaczy wejściowych zmieniało się jednakowo przy zmianach temperatury. Układ typu L144 jest korzystny pod tym względem, gdyż zawiera trzy wzmacniacze operacyjne w jednej obudowie.

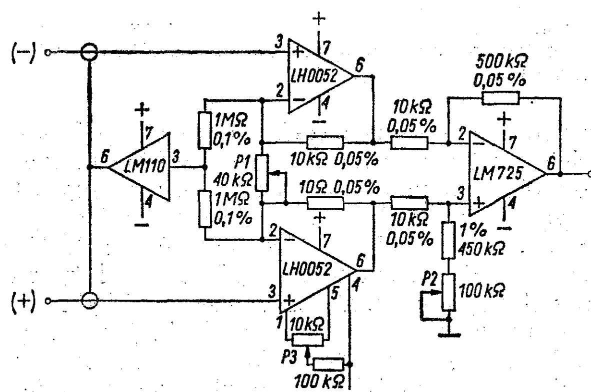
Zastosowane wzmacniacze operacyjne powinny mieć mały prąd wejściowy, gdyż spadek napięcia wywołany przepływem tego prądu przez rezystancję źródła powoduje powstawanie dodatkowych błędów. Wzmocnienie układu nie musi być ograniczone do stopni wejściowych. We wzmacniaczu, którego schemat wyobraża rys. 8-32 jako wzmacniacze wstępne zostały zastosowane wtórniki napięciowe typu LM 102, które nie mają nawet wyprowadzonego wejścia odwracającego. Ponieważ wzmocnienia nie moż-



Rys. 8-32. Schemat wzmacniacza przyrządowego z wtórnikami napięciowymi

na zmieniać w stopniu wejściowym, a zmiana wzmocnienia drugiego stopnia jest utrudniona przez konieczność zachowania symetrii rezystancji, do obwodu sprzężenia zwrotnego drugiego stopnia został dodany wzmacniacz LM101A, umożliwiający ustalanie wzmocnienia za pomocą jednego rezystora bez obawy naruszenia symetrii i pogorszenia tłumienia sygnału wspólnego. Wzmocnienie dodatkowego wzmacniacza ma wartość *R7*/*R6*, natomiast wzmocnienie systemu określa stosunek *R6*/*R7*. Potencjometrem *R1* ustawia się symetrię napięciową.

W układzie z rys. 8-33 wykorzystano dwa



Rys. 8-33. Układ wzmacniacza przyrządowego o bardzo małym prądzie wejściowym, dużej stałości wzmocnienia i dużej wartości tłumienia sygnału wspólnego (National Semiconductor)

wzmacniacze operacyjne z tranzystorami polowymi dla zbudowania wzmacniacza przyrządowego o rezystancji wejściowej wynoszącej 10^{12} Ω, zakresie wejściowego napięcia różnicowego i wspólnego −10 do +10 V i tłumieniu sygnału wspólnego równym 110 dB. Prąd wejściowy nie przekracza 1 pA, a niestabilność temperaturowa napięcia wejściowego jest mniejsza od 5 μV/deg. Potencjometrem *P1* ustawia się wzmocnienie bez pogorszenia tłumienia sygnału wspólnego, którego maksimum dobiera się potencjometrem *P2*. Potencjometr *P3* służy do symetryzacji napięciowej wzmacniacza.

8.3 Wzmacniacze do elektrokardiografów i elektroencefalografów

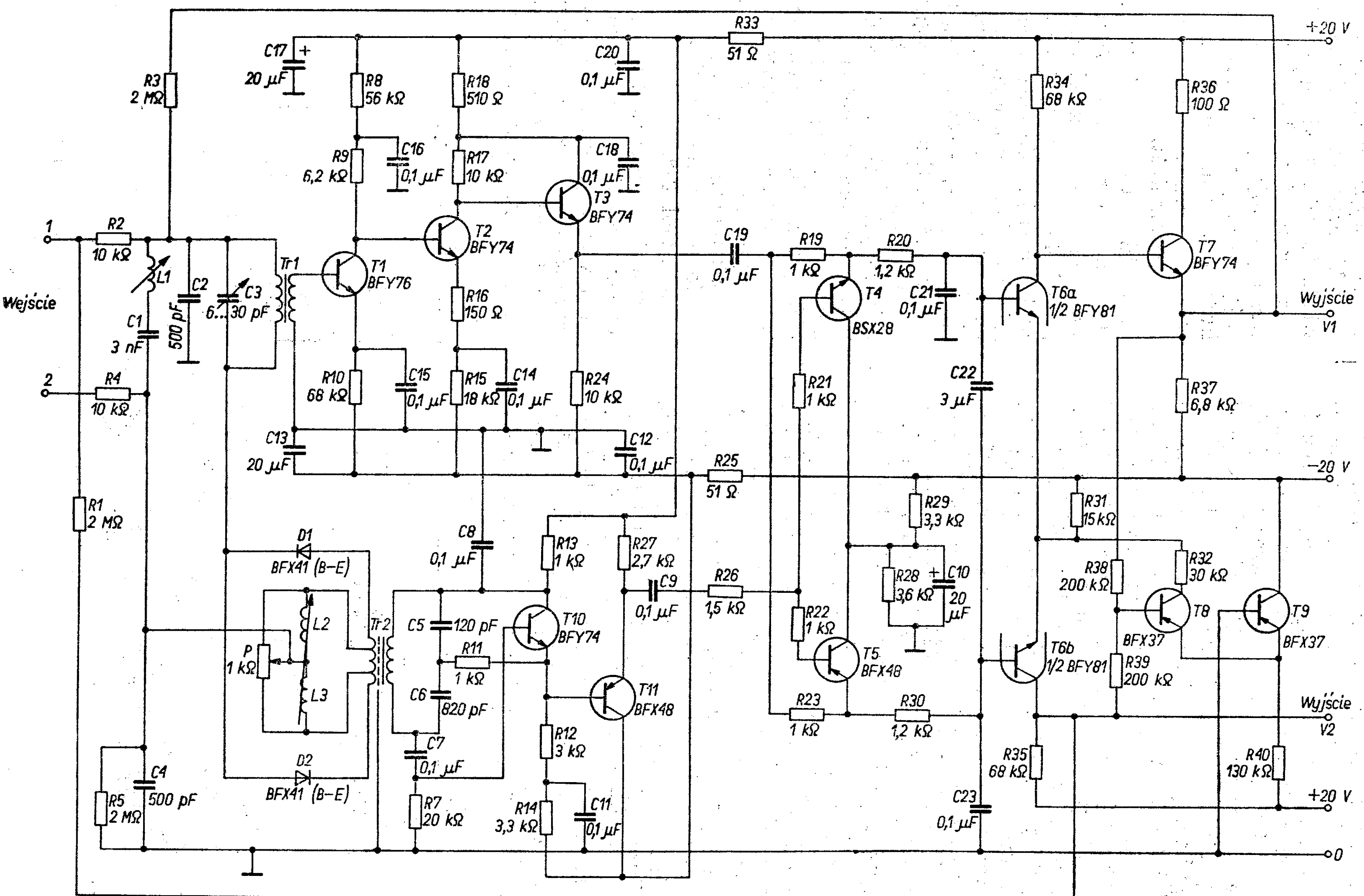
Napięcia czynnościowe serca obejmują zakres częstotliwości od 1 Hz do kilkuset herców, przy amplitudzie rzędu 1 mV. Ze względu na zapis mechaniczny często stosowany w elektrokardiografii, w praktyce często bywa wykorzystywane jedynie pasmo obejmujące kilkadziesiąt herców.

Rejestracja napięć czynnościowych mózgu wymaga przetwarzania napięć o częstotliwości od jednego do kilkudziesięciu herców przy amplitudzie rzędu 100 μV. Rezystancja źródła w obu przypadkach może być zawarta w granicach od 1 do 100 kΩ.

Wzmacniacze stosowane do elektrokardiografów (EKG) i elektroencefalografów (EEG) muszą wykazywać dużą wartość tłumienia sygnału wspólnego, również w obecności sygnału różnicowego napięcia stałego o wartości kilkudziesięciu miliwoltów. Szumy wnoszone przez wzmacniacz powinny być pomijalnie małe w stosunku do wzmacnianego sygnału.

Układy tranzystorowe pojawiły się w elektrokardiografach produkcji seryjnej stosunkowo późno. Przyczynę tego stanowiły nie tyle niedoskonałości dostępnych tranzystorów, co brak doświadczenia i przywiązanie do tradycji firm produkujących aparaturę medyczną.

We wzmacniaczu Contiego i Ciniego, którego schemat przedstawia rys. 8-34, wykorzystano napięciową zależność pojemności złącza *pn*, utworzonego przez bazę i emiter tranzystora planarnego BFX41 dla wzmacniania napięć EEG przy małym poziomie szumów wnoszonych przez wzmacniacz, nie przekraczających 0,45 μV w paśmie 0,1 do 100 Hz, przy rezystancji źródła równej 100 kΩ. Układ spełnia rolę wzmacniacza wstępnego o wzmocnieniu równym 200 (46 dB), sprzężonego pojemnościowo ze wzmacniaczem mocy. W celu przyspieszenia ładowania kondensatora sprzęgającego, wejście wzmacniacza mocy jest przed zapisem zwarte do ziemi. Sprzężenie pojemnościowe umożliwia izolowanie wzmacniacza mocy od różnicowych napięć stałych. Stała czasowa układu sprzęgającego powinna być większa od 1 s, aby zapewnić wystarczająco małą częstotliwość graniczną. Generator z tranzystorem *T10* wytwarza częstotliwość 500 kHz. Sygnał z generatora przez transformator *Tr2* zasila modulator reaktancyjny, a



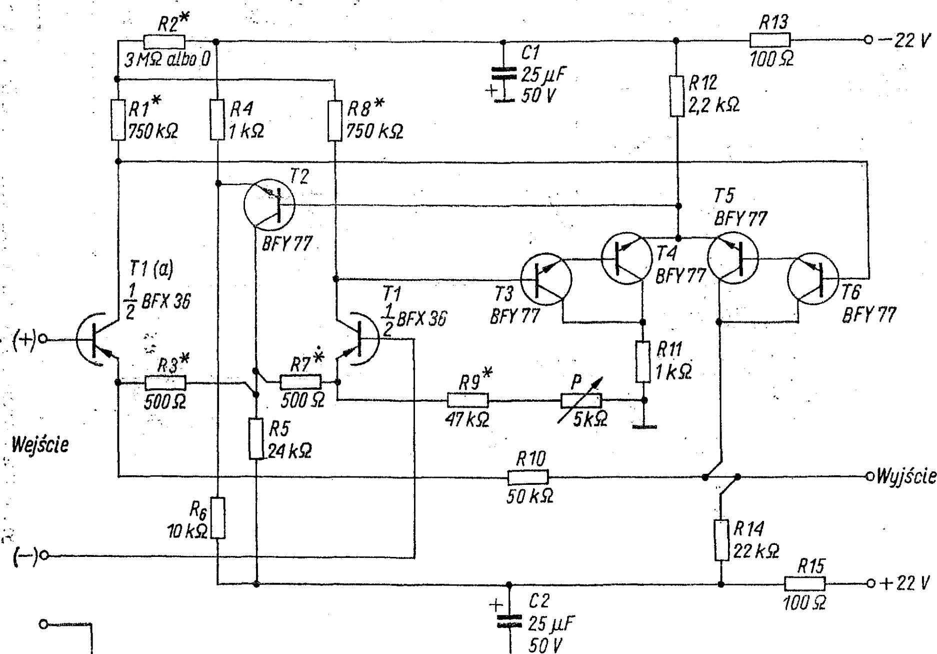
Rys. 8-34. Parametryczny wzmacniacz EEG wg Contiego i Ciniego [3]

przez wtórnik emiterowy z tranzystorem *T11* — prostownik synchroniczny z przeciwstawnymi tranzystorami *T4* i *T5*. Przy zerowym sygnale małej częstotliwości na wejściu mostek modulacyjny jest zrównoważony i przez uzwojenie pierwotne transformatora *Tr1* nie płynie prąd o częstotliwości nośnej, ani o częstotliwościach wstęg bocznych. Różnicowa zmiana pojemności diod *D1* i *D2* pod wpływem sygnału napięcia stałego lub napięcia małej częstotliwości wywołuje rozstrojenie mostka i przepływ prądu przez uzwojenie pierwotne transformatora *Tr1*, przy czym obwód dla wielkiej częstotliwości jest zamknięty przez obwód *L1C1*, dostrojony do częstotliwości 500 kHz, podobnie jak indukcyjność pierwotnego uzwojenia transformatora *Tr1*, za pomocą kondensatora *C3*. Sygnał o częstotliwości nośnej 500 kHz zostaje wzmocniony przez tranzystory *T1* do *T3*, a po detekcji w układzie z tranzystorami *T4* i *T5* — we wzmacniaczu napięcia stałego, zawierającym tranzystory *T6* do *T9*. Zmiany napięcia przesunięcia, objawiające się przesuwaniem linii zerowej przy zapisie i zmniejszaniem zakresu napięć sygnału, mogą pochodzić od zmian częstotliwości generatora, nierówności współczynników temperaturowych diod reaktancyjnych lub ich niejednakowych temperatur oraz od innych czynników, wpływających na rozstrojenie mostka, jak przesunięcie wspólnego rdzenia indukcyjności *L1* i *L2*, albo suwaka potencjometru *P*. Wpływ zmian częstotliwości przejawia się w detekcji sygnału kwadraturowego; można go zmniejszyć przez dodatkowe zrównoważenie mostka dla sygnału przesuniętego o $\pi/2$ względem sygnału użytecznego.

Napięcie wyjściowe może się zmieniać od −10 V +10 V; przy wzmocnieniu równym 200 odpowiada to zakresowi napięcia przesunięcia, wynoszącemu od −50 mV do +50 mV. Zastosowanie podwójnego tranzystora planarnego, pracującego przy małym prądzie kolektora, umożliwia uzyskanie dużej impedancji wejściowej wzmacniacza różnicowego przy zachowaniu dobrych parametrów.

Przykład realizacji takiego wzmacniacza przedstawiono na rys. 8-35. Wzmacniacz może być stosowany do elektrokardiografów (wówczas prąd kolektora tranzystorów wejściowych wynosi 1 μA) lub do encefalografów przy wartości prądu kolektora wynoszącej 8 μA. Rezystancja wejściowa, szczególnie dla sygnału wspólnego, ma dużą wartość, co jest istotne dla zapewnienia dużego tłumienia sygnału wspólnego nawet przy dużych różnicach rezystancji elektrod połączonych z obu wejściami. Przez dobór wartości rezystora *P* można uzyskać wartość tłumienia sygnału wspólnego równą 100 dB przy napięciu wspólnym wynoszącym 5 V. Nieliniowość wzmocnienia sygnału wspólnego sprawia, że optymalne ustawienie tego rezystora zależy od poziomu wspólnego napięcia wejściowego. Zestawienie parametrów obu wersji wzmacniacza zawiera tabl. 8-2.

Wzmacniacze przyrządowe z tranzystorami polowymi omówione wyżej mogą być z powodzeniem wykorzystywane do wzmacniania napięć czynnościowych serca i mózgu, jednak ich duży koszt i doskonałość parametrów są niewspółmierne w stosunku do znacznie łagodniejszych

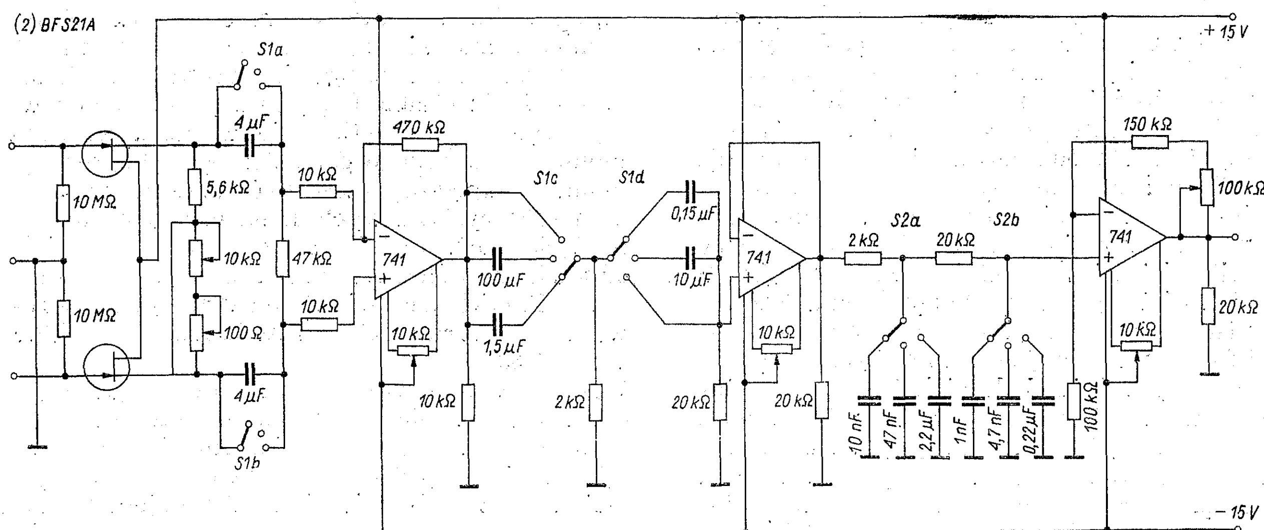


Rys. 8-35. Schemat wzmacniacza wstępnego do EKG (*R2* = 3 MΩ) i EEG (*R2* = 0Ω) wg Murariego [4]

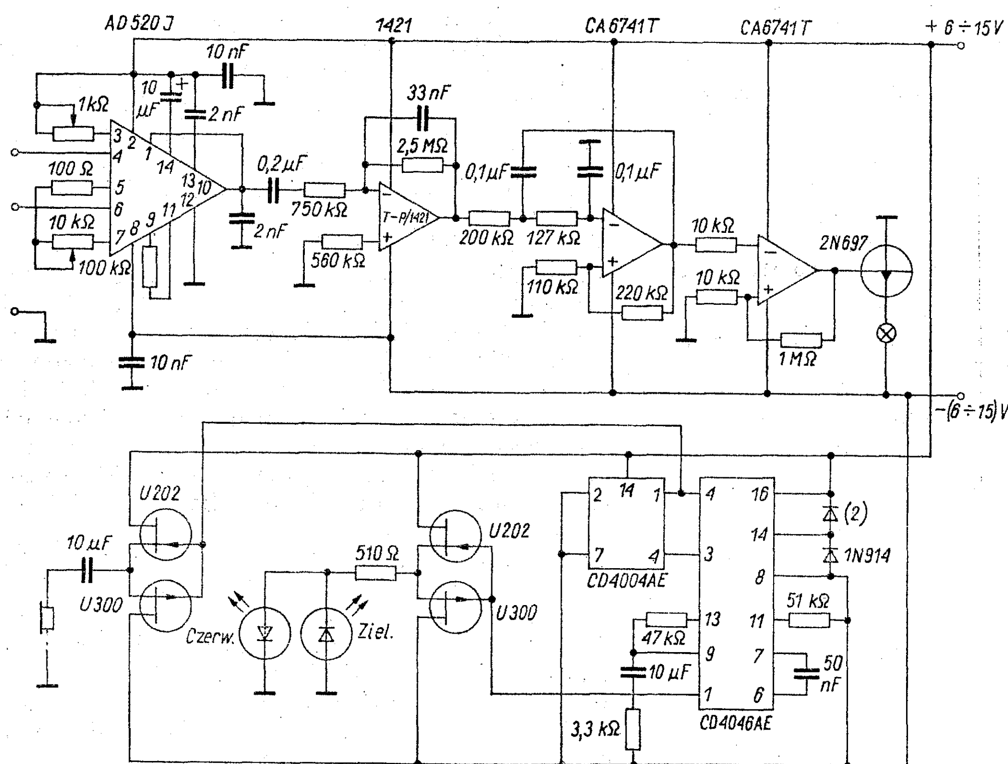
Tablica 8-2. Parametry wzmacniacza z rys. 8-35 w wersji EKG i EEG

	EKG	EEG
Wzmocnienie	39 dB	40 dB
Szerokość pasma	10 kHz	100 kHz
Impedancja wejściowa dla sygnału różnicowego	50 MΩ, 7 pF	80 MΩ, 5 pF
Impedancja wejściowa dla sygnału wspólnego	1 GΩ, 10 pF	300 MΩ, 12 pF
Rezystancja wyjściowa	2 kΩ	200 Ω
Tłumienie sygnału wspólnego	>60 dB	>80 dB
Napięcie szumów (wartość międzyszczytowa w pasmie 0,1 do 100 Hz przy rezystancji źródła 10 kΩ	6 μV	1,8 μV
Czułość na zmiany napięcia zasilania	30 μV/V	30 μV/V

wymagań stawianych przez zastosowania medyczne.
W układzie z rys. 8-36 zostały zastosowane popularne scalone wzmacniacze operacyjne typu 741, a dużą impedancję wejściową zapewnia stopień wejściowy z parą tranzystorów polowych. Użycie podwójnego wtórnika źródłowego nie daje żadnych korzyści z punktu widzenia optymalizacji tłumienia napięć wspólnych. Wartości rezystancji wejściowych, wyznaczone przez rezystory w obwodzie bramek, są niewielkie w stosunku do możliwości tranzystorów polowych, jednak łatwość realizacji tego układu sprawia, że jest on przydatny w niezbyt krytycznych zastosowaniach. Położenia przełączników odpowiadają częstotliwościom granicznym 0, 1 i 80 Hz dla dolnej częstotliwości granicznej i 5 kHz, 1 kHz i 25 Hz dla górnej częstotliwości granicznej.
Typowy elektroencefalograf, szczególnie ze wzmacniaczami lampowymi, jest wielkim i kosztownym przyrządem, którym dysponują tylko nieliczne, wielkie ośrodki. Stanowi to przyczynę, dla której badania encefalograficzne są domeną dużych i bogato wyposażonych instytucji. W ostatnich latach sytuacja w tej dziedzinie uległa znacznej zmianie. Dostępność miniaturowych i subminiaturowych urządzeń rozszerzyła zastosowania EEG z prac badawczych i diagnostycznych nawet do amatorskiego eksperymentowania. Kilka firm oferuje tanie indykatory wybranych częstotliwości napięć czynnościowych mózgu dla amatorów, umożliwiając im doświadczenia z wywoływaniem określonych częstotliwości EEG wysiłkiem woli.
W przyrządach klinicznych z reguły stosuje się zapis atramentowy w kilku, a nawet kilkunastu kanałach. Proste indykatory są wyposażone w sygnalizację optyczną lub akustyczną o działaniu ciągłym, albo wskazującą jedynie obecność sygnału o wybranej częstotliwości. Najczęściej stosuje się wskaźnik oscyloskopowy. Innym rozwiązaniem wskaźnika optycznego jest grupa diod luminescencyjnych, których świecenie sygnalizuje obecność sygnałów w danych pasmach częstotliwości. Wadę wskaźników optycznych stanowi angażowanie wzroku, a to, czy oczy są otwarte, czy zamknięte, w istotny sposób zmie-



Rys. 8-36. Uniwersalny wzmacniacz sygnałów biologicznych o przełączalnych częstotliwościach granicznych [5]

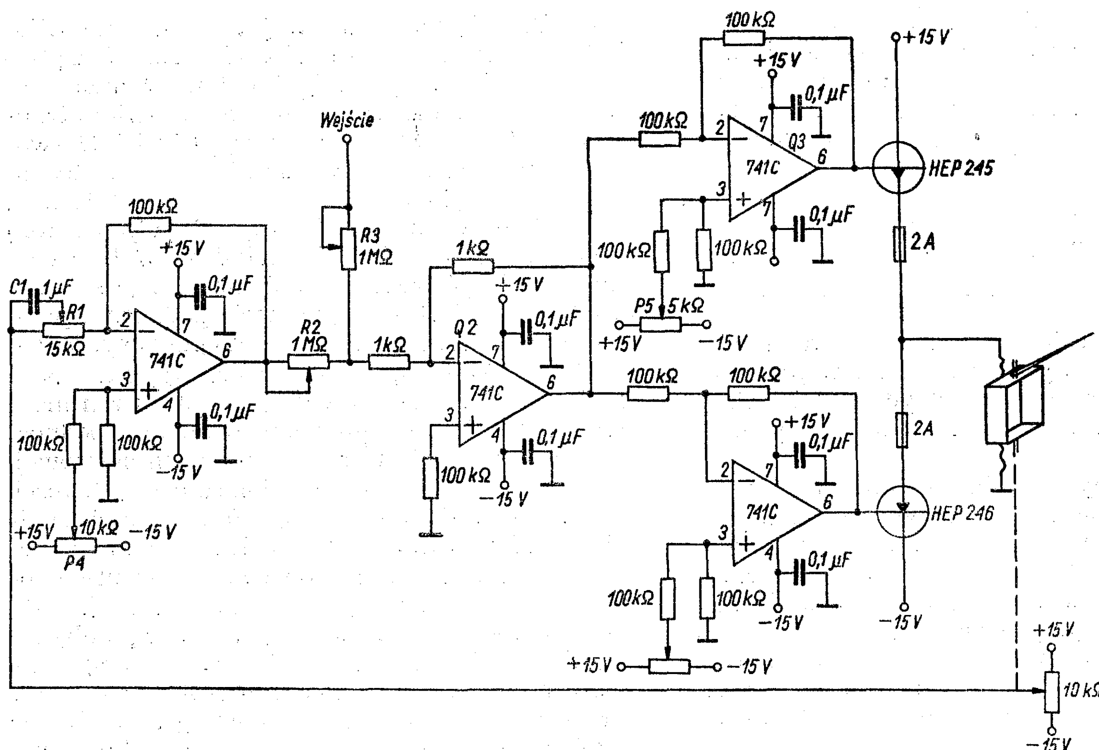


Rys. 8-37. Indykator napięć czynnościowych mózgu [6]

nia kształt encefalogramu. Sygnalizację akustyczną można uzyskać przez zastosowanie stałej częstotliwości sygnału, modulowanego przebiegiem EEG, przez zastosowanie tonów odpowiadających pasmom częstotliwości, albo przez transpozycję częstotliwości elektroencefalograficznych w pasmo akustyczne. Ten ostatni sposób znalazł zastosowanie w urządzeniu Sarnsa, którego schemat przedstawiono na rys. 8-37.
Rolę wzmacniacza wstępnego pełni wzmacniacz przyrządowy typu AD520J firmy Analog Devices, zmontowany na laminacie szkło-epoksydowym i umocowany do głowy opaską w taki sposób, aby dwie elektrody srebrne, przylutowane bezpośrednio do płytki w odległości 50 mm od siebie, dotykały głowy w okolicy guzów potylicznych. Elektroda zerowa jest dołączona do ucha. Zespół umocowany do głowy łączy się giętkimi przewodami z resztą układu, utworzoną przez dwustopniowy filtr aktywny, tłumiący częstotliwości większe od użytecznego zakresu częstotliwości sygnału, pętlę sprzężenia fazowego wytwarzającą sygnał akustyczny o częstotliwości 64 razy większej od częstotliwości sygnału EEG oraz wskaźnik dodatnich impulsów z żarówką i wskaźnik braku sprzężenia fazowego z podwójną diodą luminescencyjną. Para tranzystorów polowych przeciwstawnych wzmacnia sygnał akustyczny, który następnie zostaje doprowadzony do małej słuchawki piezoelektrycznej.

8.4 Rejestrator biologiczny z pozycyjnym sprzężeniem zwrotnym

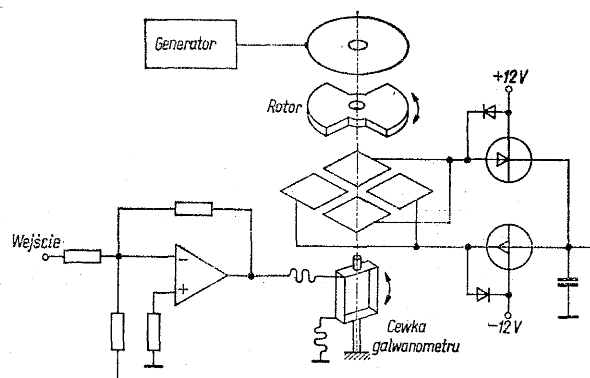
Większość rejestratorów stosowanych do badań biologicznych i medycznych jest wyposażona w galwanometr piszący z ruchomą zworą, napędzaną za pośrednictwem nieruchomych cewek. Moment zwrotny galwanometru pochodzi od taśm lub drutów, na których zawieszony jest układ zwory i pisaka. Znacznie lepsze właściwości dynamiczne ma rejestrator z serwomechanizmem, w którym sygnał sprzężenia zwrotnego pochodzi od położenia pisaka, napędzanego ruchomą cewką. Tego rodzaju układ nie wymaga istnienia momentu zwrotnego pochodzącego od sprężyny, moment napędowy może być znacznie większy, a charakterystyka wychylenia pisaka w funkcji napięcia może być linearyzowana przez dobór odpowiedniej charakterystyki sprzężenia zwrotnego. Przykładem takiej konstrukcji, zrealizowanej w warunkach amatorskich, jest układ z rys. 8-38.
Element wykonawczy stanowi cewka, nawinięta drutem o średnicy 0,32 mm o długości około 75 m. Cewka razem z ramieniem niosącym kapilarne piórko jest umocowana na osi potencjometru *P7* z małym tarciem. Potencjometr, zasilany stałym napięciem, dostarcza sygnału sprzężenia zwrotnego, który jest wzmacniany



Rys. 8-38. Układ rejestratora z serwomechanizmem o sprzężeniu pozycyjnym [7]

przez wzmacniacz operacyjny *Q1* po przejściu przez człon *C1 R1*, umożliwiający dobranie optymalnej funkcji przejścia. Położenie *R1* i *R2* dobiera się tak by uzyskać dużą prędkość reakcji galwanometru bez wystąpienia przesterowania. Potencjometrem *P4* można przesuwać położenie linii zerowej zapisu. Rezystor zmienny *R3* służy do zmiany czułości rejestratora. We wzmacniaczu *Q2* odbywa się sumowanie sygnału wejściowego i napięcia sprzężenia zwrotnego. Stopień mocy z tranzystorami przeciwstawnymi jest sterowany za pośrednictwem dwóch wzmacniaczy *Q3* i *Q4*. Prąd spoczynkowy każdego z tranzystorów ustawia się na wartości około 30 mA potencjometrem *P5*, względnie *P6*, po wyjęciu bezpiecznika zabezpieczającego drugi tranzystor. Potencjometryczne sprzężenie zwrotne ma zaletę prostoty, jednak nie jest rozwiązaniem optymalnym ze względu na moment tarcia, moment bezwładności i trwałość urządzenia. Trudno także uzyskać odpowiedni przebieg charakterystyki potencjometru. Z tych względów w urządzeniach przemysłowych stosuje się sprzężenie zwrotne kondensatorowe, jak to ilustruje przykład rejestratora firmy Hewlett-Packard Model 7414A/7554A (rys. 8-39).

Przetwornik położenie-sygnał napięciowy zawiera nieruchomą płytkę połączoną z generatorem o częstotliwości 200 kHz. Pod tą płytką znajduje się układ dwóch par płytek, również nieruchomych, połączonych z diodowo-tranzystorowymi prostownikami, reagującymi na przeciwne znaki napięcia wielkiej częstotliwości. Między płytką połączoną z generatorem i płytkami połączonymi z prostownikami jest umieszczony rotor o odpowiednio dobranym kształcie, obracający się razem z elementem wykonawczym rejestratora. Działanie rotora polega na różnicowym ekranowaniu układu płytek statora. W położeniu zerowym galwanometru napięcie wypadkowe z prostowników ma wartość zerową i zmienia się według odpowiedniej funkcji przy wychyleniu galwanometru, tak by zapewnić liniową zależność wychylenia pisaka w funkcji na-



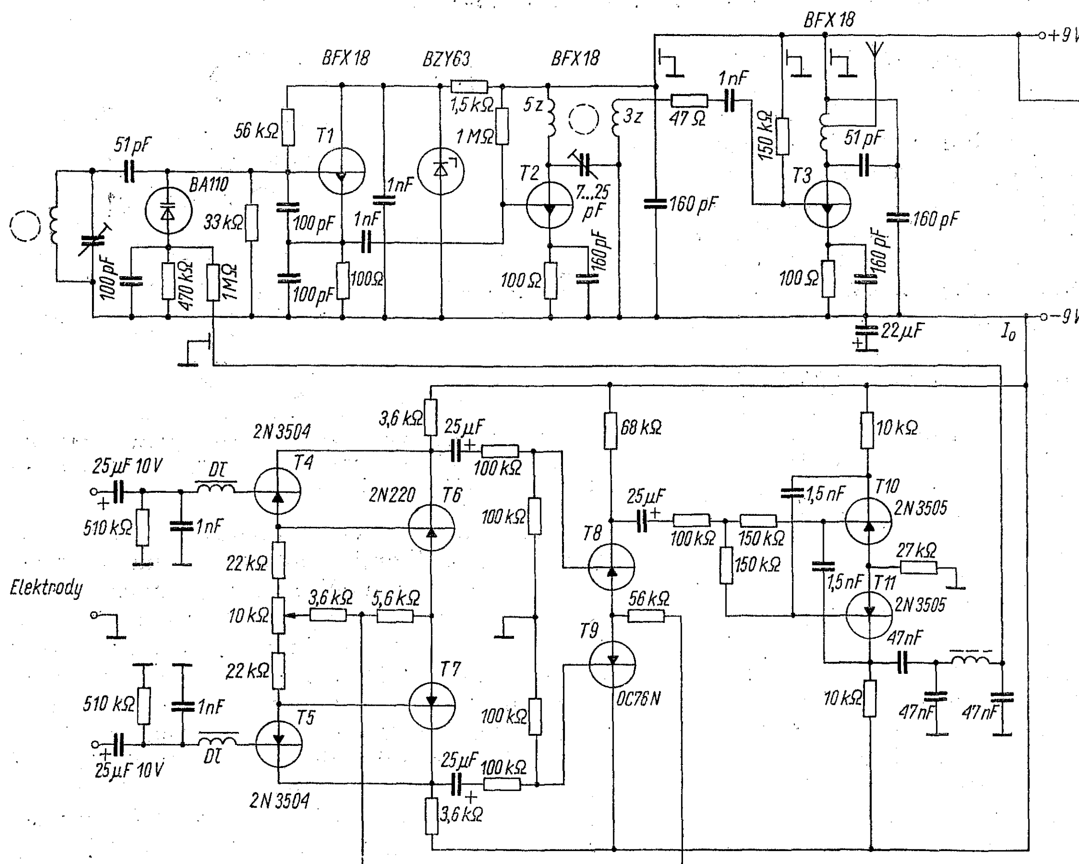
Rys. 8-39. Zasada kondensatorowego przetwornika pozycyjnego sprzężenia zwrotnego w rejestratorze Hewlett-Packard 7414A/7754A [8]

pięcia sygnału. Dzięki temu, że działanie sprzężenia nie polega na pomiarze pojemności rotoru, a tylko na jego funkcji ekranującej, zlikwidowano wpływ luzu osiowego. Nie jest przy tym potrzebne doprowadzenie napięcia do rotoru.

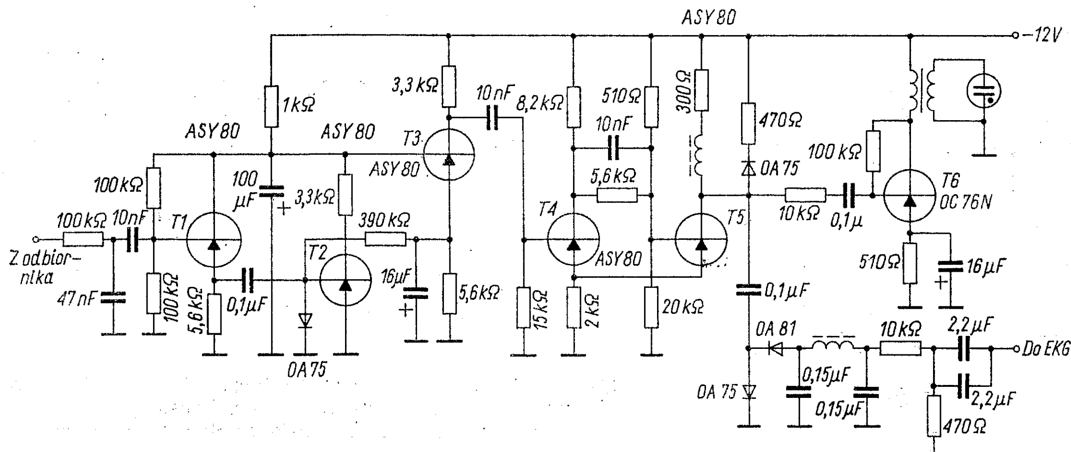
8.5 Urządzenie do telemetrii EKG (Officine Galileo)

Potrzeba zdalnej rejestracji lub obserwacji elektrokardiogramów występuje m. in. w przypadku rekonwalescentów po ostrych schorzeniach wieńcowych oraz w badaniach z dziedziny fizjologii pracy.

Urządzenie firmy Officine Galileo umożliwia przesyłanie telemetrycznych sygnałów EKG na odległość do kilkudziesięciu metrów i ich rejestrację przy użyciu typowego elektrokardiografu. Wprawdzie aparatura typu TC 1 a nie jest do tego specjalnie przystosowana, może jednak również współpracować z kardiotachometrem albo magnetofonem. Nadajnik (rys. 8-40) jest zasilany z dwóch miniaturowych baterii 9 V, typu 6 F 22. Zasilanie włącza się przez włożenie do gniazdka pięciokontaktowej wtyczki, stanowiącej zakończenie przewodów elektrod. Urządzenie pracuje w systemie FM-FM. Wzmacniacz sygnałów EKG ma sprzężenie *RC* i zawiera tranzystory *T4* do *T9*. Tranzystory *T10* i *T11* tworzą multiwibrator, wytwarzający częstotliwość podnośną, wynoszącą około 1 kHz i modulowaną napięciem sygnału EKG. Napięcie z generatora podnośnej ma kształt prostokątny. W tym celu by ograniczyć pasmo promieniowanego sygnału wielkiej częstotliwości, napięcie podnośnej przepuszcza się przez filtr dolnoprzepustowy. W zespole wielkiej częstotliwości pracują tranzystory *T1* do *T3*. Częstotliwość generatora z tranzystorem *T1* jest modulowana sygnałem podnośnej za pośrednictwem diody pojemnościowej. Tranzystor *T2* stanowi powielacz częstotliwości. Pierwsze dwa stopnie mają indukcyjności nawinięte na ferrytowych rdzeniach toroidalnych, natomiast cewka stopnia końcowego jest utworzona z obwodu drukowanego. Około 0,5 m giętkiego przewodu stanowi antenę nadawczą, dołączoną do cewki obwodu wyjściowego. Częstotliwość nośna wynosi około 100 MHz i może być przestrajana w dosyć szerokich granicach. Do odbioru sygnału radiowego służy zmodyfikowa-



Rys. 8-40. Schemat nadajnika do telemetrii EKG typu TC 1 a



Rys. 8-41. Układ demodulatora FM z urządzenia TC 1 a firmy Officine Galileo

ny zespół z odbiornika radiofonicznego lampowego, o zwężonym zakresie strojenia i bez wzmacniacza małej częstotliwości. Sygnał z detektora zostaje doprowadzony do demodulatora FM, o konstrukcji uwidocznionej na rys. 8-41. Tranzystor *T1* zwiększa impedancję wejściową, tranzystory *T2* i *T3* wzmacniają sygnał do poziomu niezbędnego dla wysterowania uniwibratora *T4, T5*, formującego impulsy o stałej długości, które następnie są zamieniane na przebieg odpowiadający sygnałowi EKG za pomocą tzw. pompy diodowej. Po przejściu przez filtr eliminujący częstotliwość podnośną i przez dzielnik napięcia, sygnał odpowiada zarówno kształtem, jak i amplitudą oryginalnemu przebiegowi EKG i może być rejestrowany przez typowy elektrokardiograf. Tranzystor *T6* przez transformator podnoszący napięcie — steruje neonówkę, która sygnalizuje obecność sygnału.

8.6 Wzmacniacze logarytmiczne

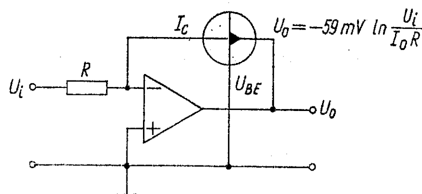
Zależność prądu kolektora od napięcia baza-emiter dla tranzystora bipolarnego określa równanie

$$I_C = I_0\left[\exp\left(\frac{qU_{BE}}{kT}\right)-1\right]$$

w którym przyjęto oznaczenia:
I_0 — prąd kolektora przy zerowym napięciu U_{BE};
q — ładunek elektronu;
k — stała Boltzmanna;
T — temperatura.
Dla wartości U_{BE} większych od 0,1 V w równaniu można pominąć jedynkę. Po zlogarytmowaniu

$$\ln I_C = \ln I_0 + qU_{BE}/kT$$

Powyższą zależność można wykorzystać do zbudowania wzmacniacza o charakterystyce logarytmicznej takiego jak przedstawiono na rys. 8-42. Niektóre typy tranzystorów umożliwiają



Rys. 8-42. Elementarny układ logarytmiczny ze wzmacniaczem operacyjnym i tranzystorem w obwodzie sprzężenia zwrotnego

zachowanie zależności logarytmicznej w obrębie dziewięciu dekad. Niestety, przydatność elementarnego układu jest ograniczona silną zależnością charakterystyki od temperatury. Ta zależność temperaturowa może być skompensowana przez zastosowanie dodatkowego tranzystora, stanowiącego parę razem z tranzystorem użytym do konwersji logarytmicznej, umieszczoną we wspólnej obudowie. Przykład takiego układu przedstawiono na rys. 8-43. Różnica napięć baza-emiter dwóch identycznych tranzystorów, pracujących przy różnych wartościach prądu kolektora wynosi

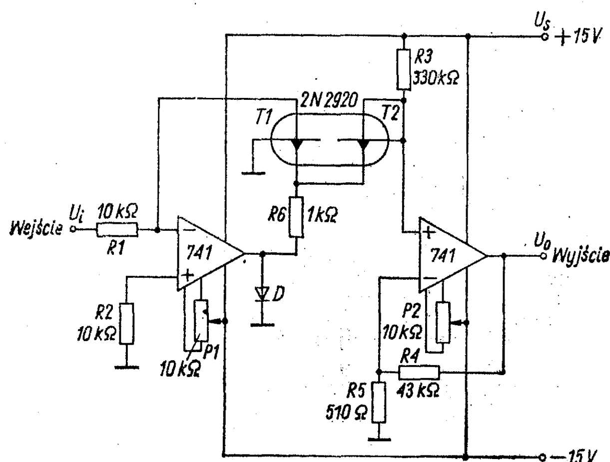
$$\Delta U_{BE} = \frac{kT}{q}\ln\frac{I_{C1}}{I_{C2}}$$

Pomijając prąd wejściowy pierwszego wzmacniacza operacyjnego można napisać

$$I_{C1} = Ui/R1$$

Prąd kolektora drugiego tranzystora określa napięcie zasilania i wartość rezystancji

$$I_{C2} = U_S/R3$$



Rys. 8-43. Wzmacniacz logarytmiczny z podwójnym tranzystorem zapewniającym kompensację temperaturową

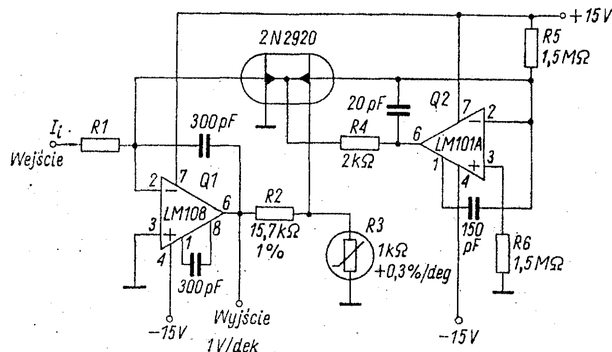
Po podstawieniu

$$\Delta U_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{U_i R3}{U_s R1}$$

Napięcie na wyjściu drugiego wzmacniacza wynosi zatem

$$U_0 = \frac{kT}{q} \frac{R4+R5}{R5} \ln \frac{U_i R3}{U_s R1}$$

Wartość pierwszego członu jest proporcjonalna do temperatury, co powoduje błąd charakterystyki logarytmicznej, wynoszący 0,3%/deg. Ten błąd można skompensować przez uzależnienie wartości rezystora *R5* od temperatury, np. zastępując jego część termistorem. Dla zmniejszenia wpływu prądu wejściowego drugiego wzmacniacza, wartość *R5* powinna być równa rezystancji diody utworzonej z tranzystora *T2*. Wartością rezystora *R4* można wpływać na nachylenie charakterystyki, natomiast wartość *R3* wyznacza wartość napięcia wejściowego, przy której charakterystyka przecina linię zerową. Dioda

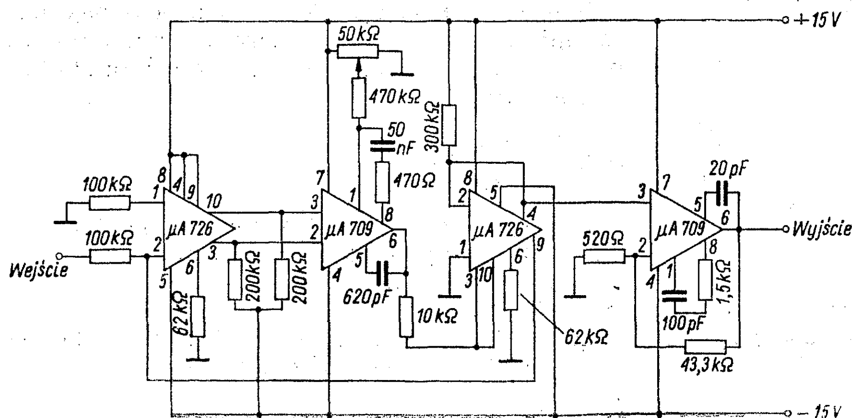


Rys. 8-44. Schemat wzmacniacza logarytmicznego z kompensacją temperaturową, o zakresie prądu wejściowego 10 nA do 1 mA (National Semiconductor)

D zabezpiecza przed zniszczeniem tranzystora przy doprowadzeniu napięcia ujemnego do wejścia wzmacniacza. Zadaniem rezystora *R6* jest zmniejszenie wzmocnienia dla zapewnienia stabilności.

Podobny układ wzmacniacza logarytmicznego pokazano na rys. 8-44. Zakres dynamiczny prądu wejściowego obejmuje 5 dekad, od 10 nA do 1 mA. Napięcia odpowiadające tym wartościom można ustalić przez dobór wartości *R1*. Napięcie wyjściowe zmienia się o 1 V na dekadę. Wpływ temperatury został skompensowany za pomocą podwójnego tranzystora i termistora o współczynniku temperaturowym, wynoszącym +0,3%/deg. W odróżnieniu od poprzedniego układu, drugi wzmacniacz służy do wymuszania prądu, płynącego przez prawy tranzystor. Wartość tego prądu, a zarazem punkt przejścia charakterystyki przez zero, określa wartość rezystora *R5*. Wartość *R6* powinna być taka sama, aby skompensować wpływ prądu wejściowego wzmacniacza. Przy wartości *R5*, wynoszącej 1,5 MΩ zerowe napięcie wyjściowe odpowiada prądowi wejściowemu równemu 10 μA.

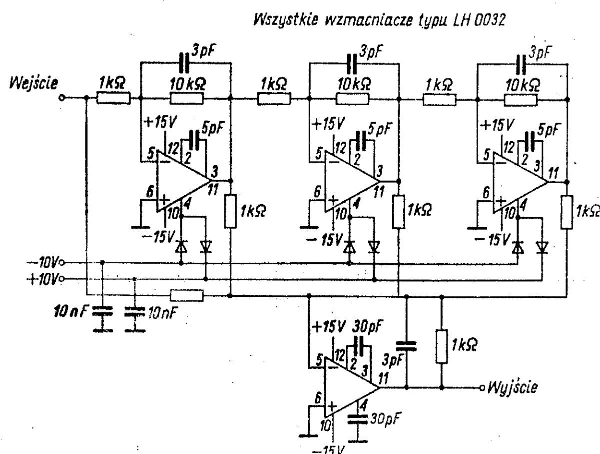
Zamiast kompensacji temperaturowej wzmacniacza logarytmicznego można zastosować termostat, jak to ilustruje rys. 8-45. Użycie precy-



Rys. 8-45. Wzmacniacz logarytmiczny z układami scalonymi μA726, utrzymującymi stałą temperaturę podłoża podwójnych tranzystorów (Fairchild)

zyjnych tranzystorów podwójnych ze stabilizowaną temperaturą podłoża umożliwia uzyskanie błędu mniejszego od 1% w zakresie temperatur od −55 do 125°C.

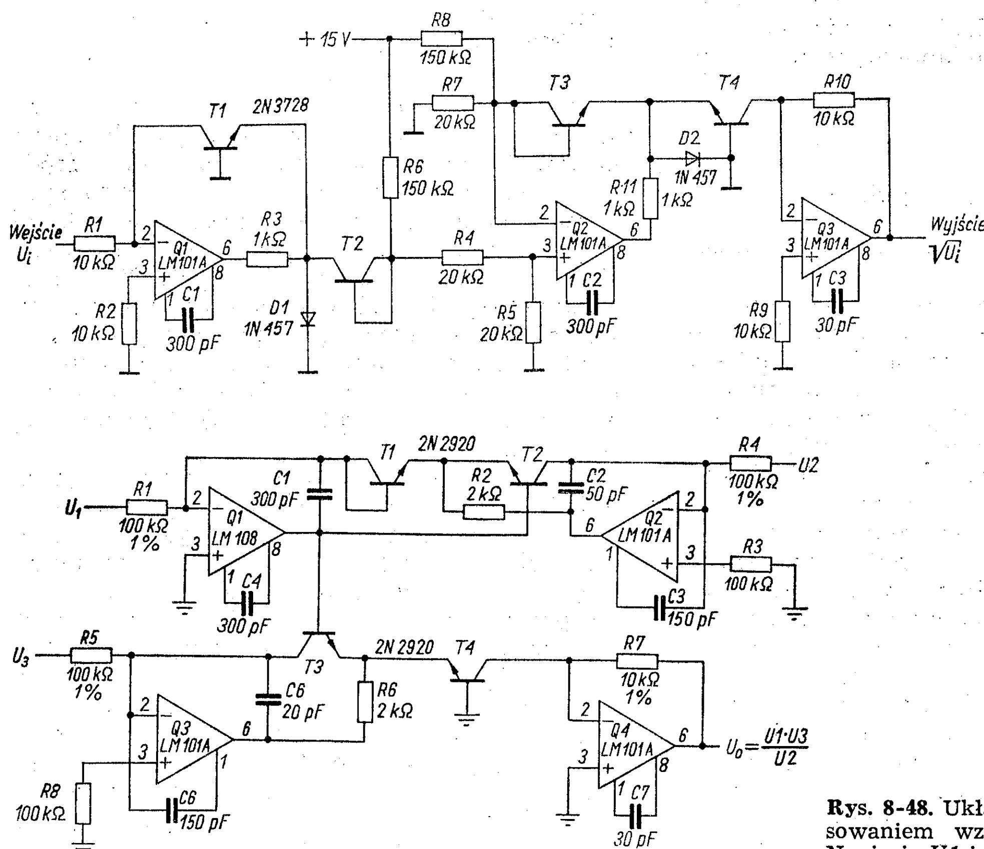
Układy dotychczas opisane pracują jedynie przy napięciu wejściowym jednego znaku i przy



Rys. 8-46. Wzmacniacz z symetryczną charakterystyką logarytmiczną i z zakresem częstotliwości od 0 do 30 MHz. Napięcia zasilające powinny być zablokowane kondensatorami o pojemności 10 nF bezpośrednio przy każdym wzmacniaczu (National Semiconductor)

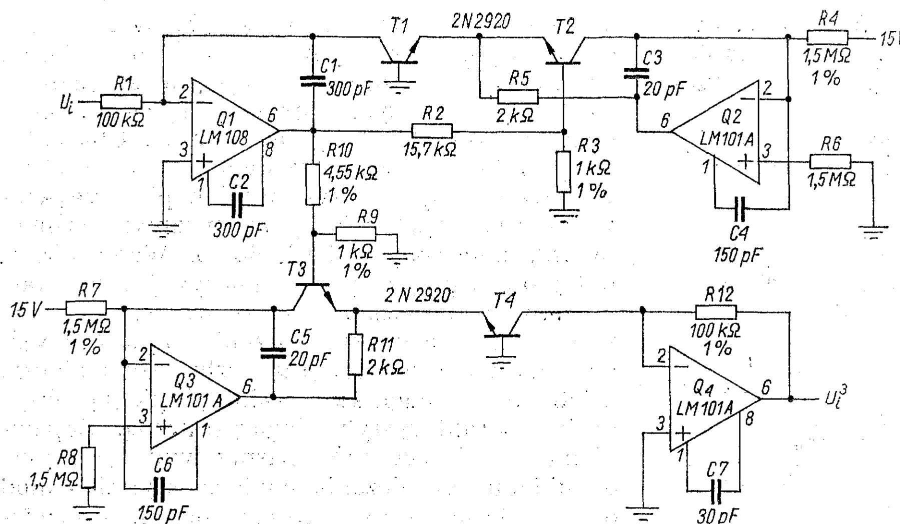
niezbyt dużych częstotliwościach. Wzmacniacz o schemacie pokazanym na rys. 8-46 obejmuje pasmo częstotliwości od napięcia stałego do 30 MHz, przy czym napięcie wejściowe może mieć wartość dodatnią lub ujemną. Charakterystyka logarytmiczna została uzyskana przez sumowanie napięcia sygnału i napięć wyjściowych trzech wzmacniaczy o tym samym wzmocnieniu, połączonych kaskadowo. Wzmacniacze kolejno osiągają nasycenie, poczynając od ostatniego, wskutek czego w miarę wzrostu napięcia wejściowego udział w tworzeniu napięcia wyjściowego ma coraz mniejsza liczba wzmacniaczy, a ich liniowe odcinki charakterystyki aproksymują charakterystykę logarytmiczną. Zapewnienie dużej szerokości pasma wymaga użycia do układu ograniczania napięcia szybkich diod o niewielkim ładunku gromadzonym. Krzywizna charakterystyki diod łagodzi przejścia między odcinkami liniowymi charakterystyk poszczególnych wzmacniaczy.

Układy z rys. 8-47 do 8-49 stanowią przykłady zastosowań wzmacniaczy logarytmicznych do realizacji operacji matematycznych: pierwiastkowania, mnożenia z dzieleniem i podnoszenia do sześcianu. Pierwiastek kwadratowy z wartości napięcia uzyskuje się przez dokonanie opera-



Rys. 8-47. Układ pierwiastkujący, złożony ze wzmacniacza z charakterystyką logarytmiczną i wzmacniacza z charakterystyką wykładniczą (National Semiconductor)

Rys. 8-48. Układ mnożąco-dzielący z zastosowaniem wzmacniaczy logarytmicznych. Napięcia *U1* i *U2* nie mogą być ujemne

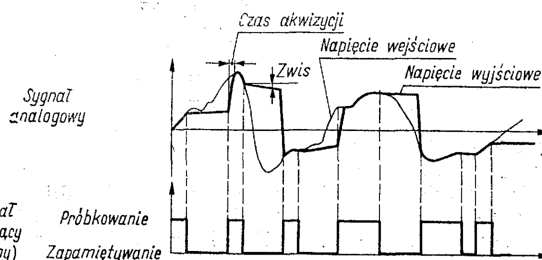


Rys. 8-49. Układ podnoszący do sześcianu

cji logarytmowania, podzielenie napięcia wyrażającego wartość logarytmu przez 2, oraz przekształcenie tej wartości przez wzmacniacz o charakterystyce wykładniczej. Możliwość stosowania tego układu nie ogranicza się oczywiście do pierwiastków drugiego stopnia, należy jednak pamiętać, że napięcie wejściowe nie może być ujemne. Podobne ograniczenie obowiązuje w stosunku do następnego układu (rys. 8-48), dokonującego równoczesnego mnożenia dwóch wartości napięciowych i dzielenia przez trzecią. Dodatkowo, wyrażenie w mianowniku nie może mieć wartości zerowej.

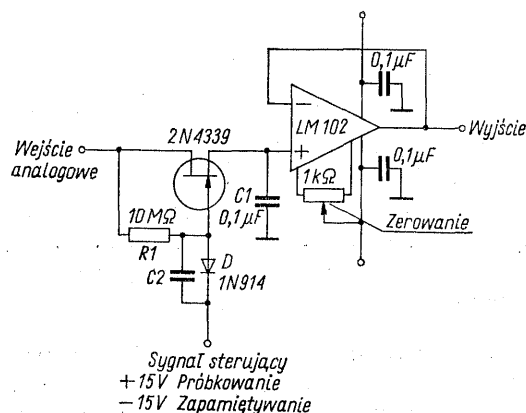
8.7 Układy próbkująco-zapamiętujące

Układ próbkująco-zapamiętujący (ang. sample and hold circuit) stanowi urządzenie, którego napięcie wyjściowe powtarza przebieg napięcia wejściowego, a po zmianie sygnału sterującego zachowuje wartość jaką miał sygnał wejściowy w chwili pojawienia się sygnału sterującego, oznaczającego zapamiętywanie. Funkcję układu ilustrują oscylogramy napięć przedstawione na rys. 8-50. Układy próbkująco-zapamiętujące są stosowane, wówczas gdy występuje potrzeba zachowania wartości sygnału np. w celu konwersji na postać cyfrową, odtworzenia wartości sygnału w układach telemetrycznych ze zwielokratnianiem czasowym lub do pomiaru wartości szczytowej. Podstawowe elementy układu próbkująco-zapamiętującego stanowią przełącznik i kondensator. Rolę przełącznika najczęściej pełni tranzystor polowy. Między sygnałem „zapamiętywanie", a otwarciem przełącznika, łączącego kondensator ze źródłem sygnału analogo-



Rys. 8-50. Przebiegi napięć w układzie próbkująco-zapamiętującym

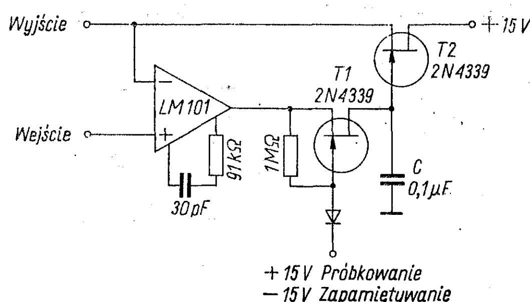
wego występuje opóźnienie czasowe, zwane czasem otwierania. Po wystąpieniu sygnału „próbkowanie" skończona wartość rezystancji źródła i rezystancji tranzystora przewodzącego sprawiają iż kondensator zostaje naładowany do nowej wartości napięcia dopiero po pewnym czasie, nazywanym czasem akwizycji. W okresie zapamiętywania, upływności kondensatora i obwodów z nim połączonych powodują utratę ładunku i zmianę napięcia na kondensatorze. Te trzy zjawiska stanowią główne źródła błędów występujących w układach próbkująco-zapamiętujących.
Na rys. 8-51 przedstawiono typowe rozwiązanie układu próbkująco-zapamiętującego, w którym zastosowano bramkę ze złączowym tranzystorem polowym i wtórnik napięciowy, zmniejszający rozładowywanie kondensatora pamięciowego przez rezystancję obwodów zewnętrznych. Dla uzyskania małego czasu akwizycji rezystancja źródła sygnału, podobnie jak rezystancja przewodzącego tranzystora polowego, powinny mieć małą wartość. Rezystancja tranzystora w stanie odcięcia powinna być możliwie duża. Złączowy tranzystor polowy pracuje zawsze w warunkach zubożenia, to znaczy sygnał na jego bramce powinien być taki, aby nie wystąpił



Rys. 8-51. Układ próbkująco-zapamiętujący z wtórnikiem napięciowym, zmniejszającym rozładowywanie kondensatora

przepływ prądu bramki. Bramka tranzystora polowego, spełniającego rolę wyłącznika, otrzymuje sygnał sterujący przez diodę, której przeznaczeniem jest oddzielenie obwodu analogowego od sygnału sterującego w czasie przewodzenia tranzystora. Przy napięciu sterującym ujemnym dioda jest spolaryzowana w kierunku przewodzenia i bramka ma napięcie ujemne, powodujące odcięcie tranzystora. Napięcie sterujące ujemne powinno być większe od sumy napięcia granicznego tranzystora, spadku napięcia na diodzie i napięcia sygnału analogowego o znaku, powodującym włączenie tranzystora (dla tranzystora z kanałem *n*, jak na rysunku, jest to napięcie ujemne). Przy napięciu sterującym dodatnim dioda nie przewodzi, w stanie ustalonym nie może również płynąć prąd bramki. Tranzystor jest nasycony. Włączenie tranzystora polowego może nastąpić dopiero po czasie potrzebnym dla rozładowania pojemności złącza. Wielka wartość rezystancji diody w kierunku zaporowym wydłuża ten czas, dlatego równolegle do niej umieszcza się kondensator *C2*. Podczas przewodzenia tranzystora ten kondensator ładuje się do różnicy napięcia sterującego i napięcia analogowego. Wzrost napięcia analogowego może doprowadzić do wyłączenia tranzystora, ponieważ ładunek kondensatora utrzymuje na bramce poprzednią wartość napięcia analogowego. Jedyną drogę rozładowania kondensatora stanowi duża impedancja nieprzewodzącej diody. Z tego względu zamiast układu diody i kondensatora stosuje się w tym miejscu złączową diodę polową, której pojemność zależy od napięcia i wynosi kilkadziesiąt pikofaradów bez polaryzacji i kilka pikofaradów przy polaryzacji złącza w kierunku zaporowym. Przykładem diody przeznaczonej do tego celu jest FE-30 firmy Teledyne Semiconductor. Rezystor *R1* umożliwia zwiększenie zakresu napięć wejściowych sprawiając, że napięcie bramki podąża za napięciem wejściowym. Izolacja kondensatora pamięciowego od upływności zewnętrznych jest uzasadniona tylko wtedy, kiedy upływność samego kondensatora jest możliwie mała. Z tego względu powinien to być kondensator o bardzo małej upływności z dielektrykiem jak mika, teflon, poliwęglan lub poliester.

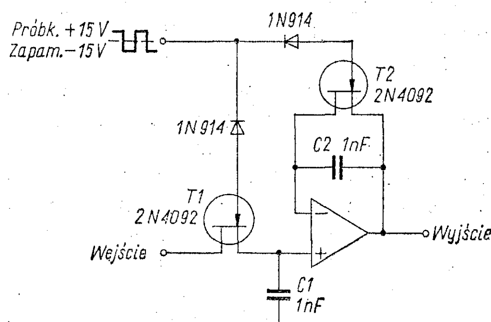
W układzie z rys. 8-52 kondensator pamięciowy



Rys. 8-52. Układ próbkująco-zapamiętujący z kondensatorem oddzielonym od źródła przez wzmacniacz operacyjny i od obciążenia przez wtórnik źródłowy

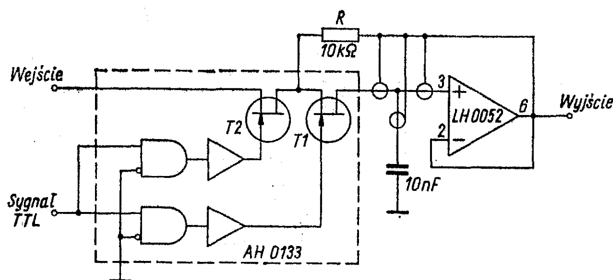
został oddzielony od obciążenia za pomocą wtórnika źródłowego z tranzystorem *T2*, którego prąd bramki jest mniejszy od 100 pA. Prąd odciętego tranzystora nie przekracza 50 pA. Rezystancja źródła sygnału jest transformowana przez wzmacniacz operacyjny. Gdy tranzystor *T1* przewodzi, wzmacniacz operacyjny jest sterowany różnicą napięcia wejściowego i napięcia występującego na kondensatorze, powodując precyzyjne śledzenie napięcia wejściowego bez względu na rezystancję źródła.

Dodanie wzmacniacza operacyjnego do układu sprawia, że błędy wprowadzane przez wzmacniacz, np. jego niestabilność temperaturowa mogą pogorszyć dokładność systemu, mimo poprawienia innych parametrów. W układzie pokazanym na rys. 8-53 zastosowano symetryczną budowę elementów związanych z obu wejściami wzmacniacza, co przyczynia się do zmniej-



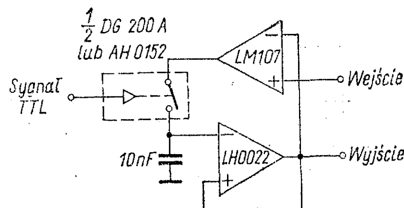
Rys. 8-53. Układ z symetrią obwodów obu wejść wzmacniacza operacyjnego

szenia błędów wnoszonych przez wzmacniacz, szczególnie do zmniejszenia wrażliwości na zmiany temperatury. Podczas próbkowania oba tranzystory przewodzą, symetryzując rezystancje połączone z obu wejściami. W stanie zapamiętywania kondensatory połączone z obu wejściami pozostają naładowane do tego samego napięcia. Wzmacniacz operacyjny z tranzystorami polowymi umożliwia bardzo skuteczne odizolowanie kondensatora pamięciowego od obciążenia, np. w układzie z rys. 8-54 prąd wejściowy wzmac-



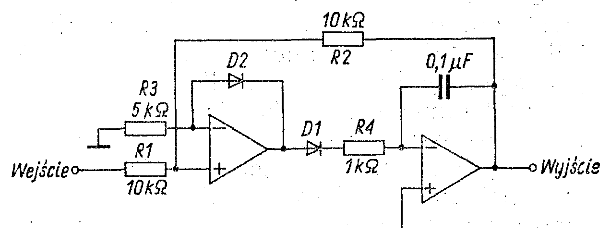
Rys. 8-54. Schemat układu z bardzo powolnym rozładowywaniem kondensatora

niacza nie przekracza 1 pA. Po to by zalety małego prądu wejściowego wzmacniacza nie zostały zniweczone przez upływności obwodu, jest konieczne nie tylko zastosowanie ekranu ochronnego, ale również odseparowanie tranzystora przełącznikowego, gdyż prąd jego upływności może być o dwa rzędy większy. Rolę przełącznika pełni specjalny układ scalony typu AH 0133, zawierający dwa tranzystory przełącznikowe i układy sterujące, dostosowane do sterowania poziomem logicznym rodziny TTL. Wspólny punkt tranzystorów polowych został przez rezystor *R* połączony z wyjściem wzmacniacza operacyjnego w układzie wtórnika napięciowego, dzięki temu w stanie zapamiętywania, na źródle i drenie tranzystora *T1* występuje to samo napięcie i przez ten tranzystor nie może płynąć prąd, nawet wówczas gdy jego rezystancja nie jest bardzo duża. W czasie gdy tranzystory *T1* i *T2* przewodzą wpływ rezystora *R* jest niewielki, ze względu na to, że jego wartość jest znacznie większa od rezystancji przewodzących tranzystorów. Ten wpływ występuje zresztą jedynie w stanie nieustalonym, po czym napięcie na obu końcach rezystora jest jednakowe, co uniemożliwia przepływ prądu.
Podobny układ przełącznika analogowego scalonego został zastosowany w następnym rozwiązaniu (rys. 8-55), w którym zarówno na wejściu, jak i na wyjściu są włączone wzmacniacze operacyjne. Ponieważ obciążenie kondensatora jest bardziej krytyczne, niż transformacja impedancji źródła, tylko jeden wzmacniacz ma wejście z tranzystorami polowymi.



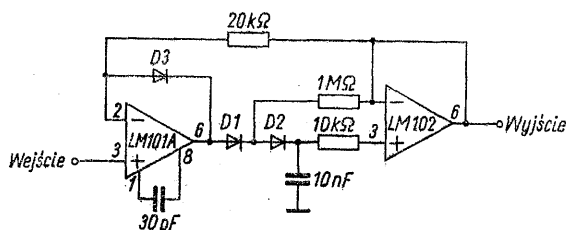
Rys. 8-55. Układ próbkująco-zapamiętujący z dwoma wzmacniaczami operacyjnymi i scalonym przełącznikiem analogowym

Specjalnym rodzajem układu próbkująco-zapamiętującego jest detektor wartości szczytowej. Napięcie wyjściowe tego układu może jedynie rosnąć z napięciem wejściowym i zachowuje największą wartość do chwili skasowania osobnym sygnałem sterującym. Typowe zastosowanie detektora szczytowego stanowi analiza przebiegu z chromatografu gazowego, spektrometru masowego, lub pomiar ciśnienia tętniczego. Zasada detektora wartości szczytowej sprowadza się do ładowania kondensatora przez diodę. Niedoskonałość podstawowego układu wynika z nieliniowości diody, wrażliwości na temperaturę, zależności pracy od impedancji źródła, częstotliwości oraz trudności pomiaru napięcia na kondensatorze. Większość tych wad można usunąć przez umieszczenie diody w pętli sprzężenia zwrotnego, należy jednak przy tym dbać o zapewnienie stabilności — co może być utrudnione przez pojemnościowy charakter obciążenia — oraz o niedopuszczenie do wyskoków napięcia, które mogłyby zostać zinterpretowane jako wartość szczytowa.
Detektor wartości szczytowej, przedstawiony na rys. 8-56 ma układ odwracający, to znaczy na-



Rys. 8-56. Detektor wartości szczytowej w układzie odwracającym

pięcie wyjściowe ma znak przeciwny do napięcia wejściowego. Wzmocnienie układu jest równe jedności, ze względu na równe wartości rezystorów *R1* i *R2*. Zachowanie określonej wartości wzmocnienia wymaga małej rezystancji źródła. Napięcie wyjściowe pierwszego wzmacniacza po wyprostowaniu przez diodę *D1* steruje drugi wzmacniacz pracujący w układzie integratora, ułatwiającym zapewnienie stabilności. Dioda *D2* tworzy drogę dla sprzężenia zwrotnego



Rys. 8-57. Układ nieodwracającego detektora wartości szczytowej

wokół pierwszego wzmacniacza po wystąpieniu wartości szczytowej.

Następny układ detektora wartości szczytowej (rys. 8-57) nie odwraca znaku napięcia. Pierwszy wzmacniacz musi być skompensowany dla osiągnięcia stabilnej pracy przy obciążeniu pojemnościowym. Drugi wzmacniacz stanowi wtórnik napięciowy, oddzielający kondensator od obciążenia i obwodu sprzężenia zwrotnego i dostarczający napięcia niezbędnego dla wyrównania napięć na obu elektrodach diody *D2* oraz uniemożliwienia przepływu przez nią prądu po wystąpieniu wartości szczytowej.

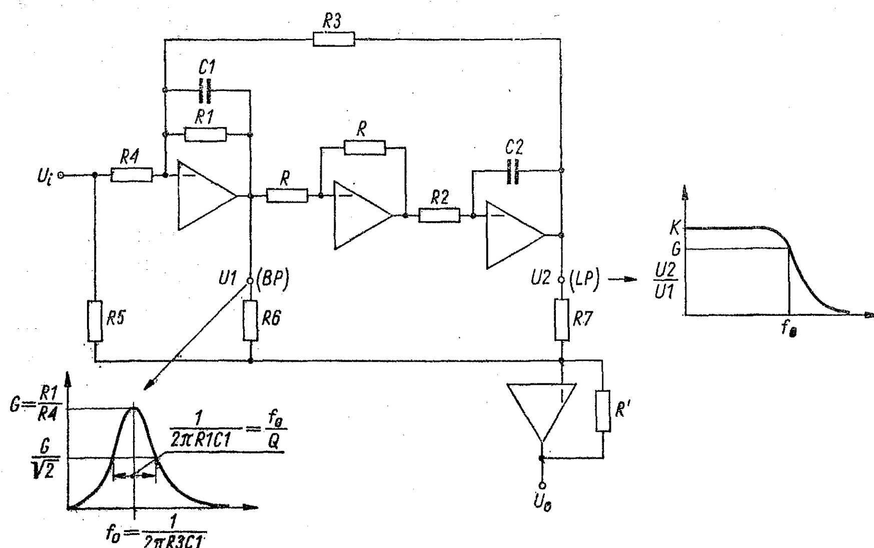
Oba układy detektorów są przeznaczone dla napięć wejściowych dodatnich. Ich przystosowanie do napięć ujemnych wymaga jedynie odwrócenia kierunku diod. Do rozładowywania kondensatora pamięciowego można zastosować zestyki mechaniczne, albo tranzystor polowy.

8.8 Filtry aktywne

Filtry pasywne, zbudowane z pojemności i indukcyjności, są coraz trudniejsze do realizacji w miarę obniżania częstotliwości. Cewki i kondensatory stają się duże i ciężkie, elementy indukcyjne są obarczone dużymi stratami, które można ograniczyć tylko kosztem zwiększania ich wymiarów i ceny. Te względy sprawiły, że zastosowanie filtrów *LC* jest ograniczone od dołu do częstotliwości akustycznych i od dawna były czynione wysiłki w kierunku zastąpienia ich układami aktywnymi. Selektywne układy pasywne, złożone z rezystorów i kondensatorów, powodują znaczne straty energii także w paśmie częstotliwości przepuszczanych. Te straty muszą być skompensowane przez wprowadzenie wzmacniaczy do układów selektywnych *RC*.

Filtry aktywne zyskały praktyczne znaczenie dopiero wtedy, gdy stały się dostępne wzmacniacze tranzystorowe. W pierwszym okresie wzmacniacze były kosztowne, a ich wzmocnienie niewielkie, toteż w licznych konstrukcjach dążono do zmniejszenia liczby elementów aktywnych, a wartość wzmocnienia, zwykle mała — stanowiła parametr konstrukcyjny. Sytuację w tej dziedzinie zmieniło zasadniczo pojawienie się monolitycznych wzmacniaczy operacyjnych o małej cenie, a szczególnie pojawienie się potrójnych i poczwórnych wzmacniaczy w jednej obudowie. Znaczenie zyskał filtr dwukwadratowy, nazywany tak od dwukwadratowego równania, opisującego przebieg jego charakterystyki częstotliwościowej.

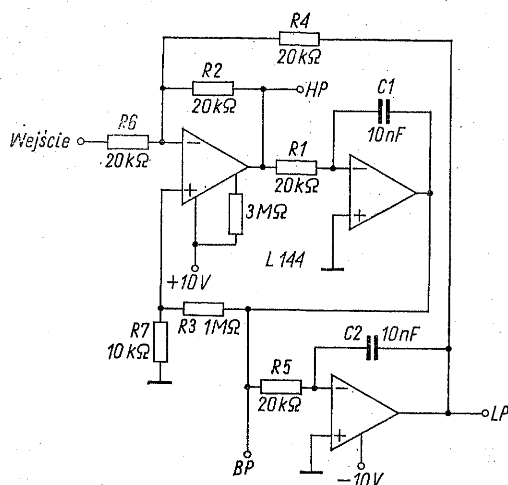
Filtr tego typu (rys. 8-58) zawiera wzmacniacze o nieskończenie wielkim wzmocnieniu, to znaczy ich wzmocnienie nie jest parametrem wchodzącym do zależności określających zachowanie się filtru. Wartość rzeczywistego wzmocnienia nie powinna jednak być mała, aby nie pogorszyć dobroci filtru. W realizacji filtru wykorzystano metodę zmiennych stanu; jest on zbudowany analogicznie jak model filtru w maszynie analo-



Rys. 8-58. Układ filtru aktywnego, zrealizowanego metodą zmiennych stanu. Wzmocnienie wszystkich wzmacniaczy przyjmuje się równe nieskończoności, kąt ich przesunięcia fazowego wynosi π

gowej, przy użyciu integratorów i sumatorów. Prostota schematu umożliwia bardzo łatwe kształtowanie poszczególnych parametrów filtru bez ich wzajemnego oddziaływania i zmniejszenie wpływu parametrów wzmacniaczy na charakterystyki układu. Podstawowy układ umożliwia korzystanie z wyjść realizujących charakterystyki filtru dolnoprzepustowego i pasmowoprzepustowego, a sumowanie różnych składowych sygnału przy użyciu czwartego wzmacniacza stanowi środek dla otrzymania charakterystyk pośrednich.

Przykład realizacji filtru tego samego typu z potrójnym wzmacniaczem operacyjnym typu L144 przedstawiono na rys. 8-59. Filtr ma oddzielne



Rys. 8-59. Schemat filtru aktywnego z potrójnym programowanym wzmacniaczem operacyjnym typu L144

wyjścia o wszystkich trzech funkcjach: filtru dolnoprzepustowego — LP, górnoprzepustowego — HP i pasmowo-przepustowego BP.

Zastosowanie wzmacniaczy z różnicowymi wejściami prądowymi do budowy filtru ilustruje rys. 8-60. W układzie wykorzystano trzy wzmacniacze z czterech, zawartych w układzie scalonym LM 3900. Przy określonej dobroci Q i częstotliwości środkowej f, oraz założeniu równości $C1 = C2$ i $2R1 = R2 = R3$ obowiązują zależności

$$R4 = R1(2Q-1)$$

$$R5 = R7 = 1/2\pi C1$$

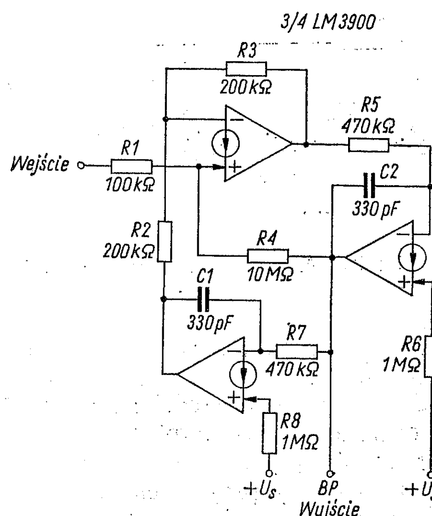
Dla punktu pracy przy jednym źródle zasilania powinna być spełniona równość

$$R6 = R8 = 2R5$$

Wzmocnienie przy częstotliwości f_0 wynosi

$$G = R4/R1$$

Dla wartości podanych na rysunku częstotliwość środkowa wynosi 1 kHz, a dobroć filtru — 50.



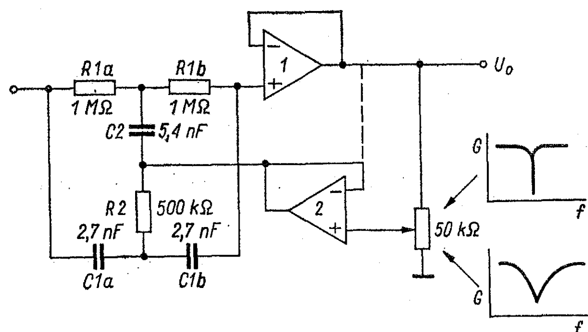
Rys. 8-60. Schemat filtru aktywnego z prądowymi wzmacniaczami różnicowymi (National Semiconductor)

Do budowy dwukwadratowych filtrów aktywnych nie są niezbędne wzmacniacze operacyjne z wejściami różnicowymi. Firma Philips produkuje układ scalony typu TAA 960, zawierający trzy proste wzmacniacze dwustopniowe o wzmocnieniu 39 dB każdy. Wzmacniacze zawierają po dwa tranzystory i mają tylko wejścia odwracające. Układ umożliwia budowę filtrów o dobroci rzędu 50 i częstotliwości do 150 kHz. Jest wymagane tylko jedno napięcie zasilania, wynoszące 6 V.

Przy małych wymaganiach stawianych charakterystykom filtrów i dopuszczeniu pewnych utrudnień przy zestrajaniu, układy filtrów aktywnych można w znacznym stopniu uprościć. Na rysunku 8-61 przedstawiono połączenie układu pasywnego, typu „podwójne T" do eliminacji jednej częstotliwości z wtórnikiem napięciowym, oddzielającym układ selektywny od obciążenia. Przy spełnieniu równości $R1 = 2R2$ i $C2 = 2C1$, wartość tłumionej częstotliwości wynosi

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R1\,C1}$$

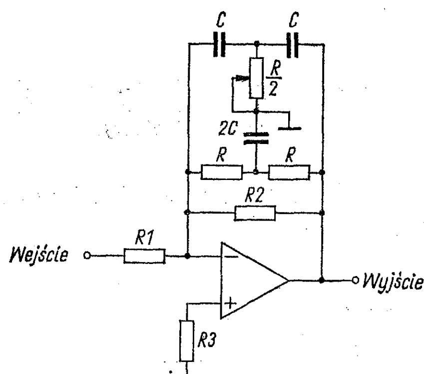
Wartości elementów podane na schemacie odpowiadają częstotliwości tłumionej około 50 Hz. Duża rezystancja wejściowa wtórnika umożliwia zastosowanie wysokich wartości rezystancji i małych pojemności, co jest korzystne ze względu na zmniejszenie wymiarów i kosztów filtru. Wprowadzenie napięcia wyjściowego do normalnie uziemianego punktu układu podwójnego T umożliwia zwiększenie dobroci filtru. Jeżeli to napięcie zostanie doprowadzone przez potencjometr, uzyskuje się możliwość płynnej zmiany dobroci. Ponieważ tłumienie częstotliwości eli-



Rys. 8-61. Połączenie układu „podwójne T" z wtórnikiem napięciowym. Drugi wtórnik służy do regulowanego odtłumienia filtru

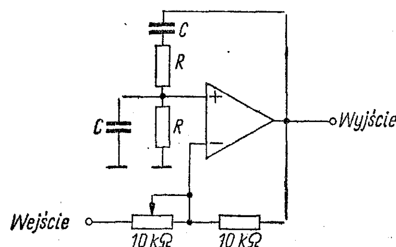
minowanej zmniejsza się przy wzroście rezystancji włączonej między wspólny punkt układu podwójnie T i masę, napięcie sprzężenia zwrotnego zostało doprowadzone do tego punktu nie bezpośrednio, a przez drugi wtórnik napięciowy. Wówczas gdy jest potrzebna stale maksymalna dobroć filtru, można zrezygnować z dodatkowego wtórnika i połączyć wyjście z układem podwójnego T jak zaznaczono na schemacie linią przerywaną.

Włączenie układu podwójnego T w obwód sprzężenia zwrotnego ujemnego, jak na rys. 8-62, umożliwia budowę prostego wzmacniacza



Rys. 8-62. Wzmacniacz selektywny z układem „podwójne T" w gałęzi sprzężenia zwrotnego ujemnego. Rezystancyjne sprzężenie zwrotne umożliwia wybranie wzmocnienia dla częstotliwości przenoszonej

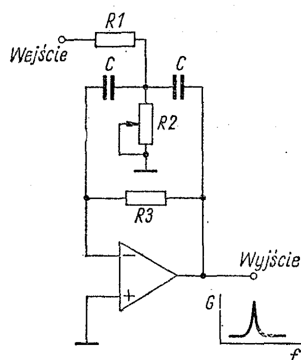
częstotliwości $f_0 = 1/2\pi RC$. Wartość tej częstotliwości można zmieniać w niewielkich granicach przez zmianę wartości tylko jednego rezystora. Wzmocnienie układu dla częstotliwości przenoszonej wynosi $G = R2/R1$. Rezystor $R3$ powinien mieć wartość równą wypadkowej rezystancji połączonej z wejściem odwracającym. Rolę układu selektywnego w gałęzi sprzężenia zwrotnego może spełniać mostek Wiena (rys.



Rys. 8-63. Schemat wzmacniacza selektywnego o ustawianej dobroci z mostkiem Wiena

8-63). Częstotliwość przenoszona wynosi $f_0 = 1/2\pi RC$. Przez zmianę stopnia podziału dzielnika w obwodzie sprzężenia zwrotnego ujemnego można uzyskać zmianę dobroci w szerokich granicach. Jednakże ze względu na to, że układ jeset identyczny z układem generatora, wówczas gdy wzmocnienie przekroczy wartość 3, powstają w układzie drgania o amplitudzie rosnącej aż do nasycenia wzmacniacza. W przypadku zastosowania przestrajanych elementów w mostku Wiena trzeba zwrócić uwagę na zapewnienie ich dobrej współbieżności tak aby można było ustawić dużą dobroć bez potrzeby korekcji sprzężenia zwrotnego ujemnego przy każdej zmianie częstotliwości.

Przykład filtru pasmowego z jednym wzmacniaczem i wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym stanowi układ z rys. 8-64. Przy wprowadzeniu



Rys. 8-64. Układ filtru pasmowego z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym

równości kondensatorów i oznaczeniu $R_p = R1R2/(R1+R2)$ parametry tego układu określają zależności:

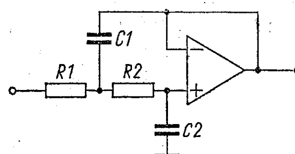
$$f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_p R3}}$$

$$Q = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R3}{R_p}}$$

$$B = \frac{1}{\pi C R3}$$

$$G_0 = \frac{R3}{2R1}$$

Złożona forma tych zależności obrazuje trudności zestrojenia filtru. Częstotliwość środkową można zmieniać przez zmianę tylko jednej wartości rezystora, $R2$, nie wywołując zmiany szerokości pasma i wzmocnienia w paśmie przepuszczania.
Wykorzystanie wzmacniacza operacyjnego jako źródła napięcia sterowanego napięciem umożliwia realizację klasy filtrów aktywnych, jak to ilustrują przykłady na rys. 8-65 do 8-68. W filtrze dolnoprzepustowym, pokazanym na rys. 8-65, wzmacniacz operacyjny pracuje w układzie wtórnika napięciowego, nie jest to jednak konieczne i dodatkowe rezystorowe sprzężenie zwrotne może wyznaczać inną wartość wzmocnienia A, przy czym przyjmuje się, że wzmocnienie ma wartość dodatnią. Częstotliwość graniczną określa zależność



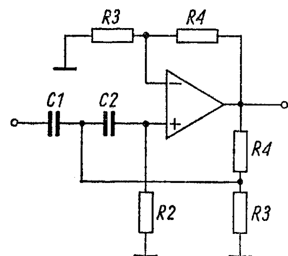
Rys. 8-65. Aktywny filtr dolnoprzepustowy w układzie źródła napięciowego o wzmocnieniu równym 1

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R1\,R2\,C1\,C2}}$$

natomiast dobroć filtru

$$Q = \frac{1}{\sqrt{\frac{R2\,C2}{R1\,C1}} + \sqrt{\frac{R1\,C2}{R2\,C1}} + \sqrt{\frac{R1\,C1}{R2\,C2}} - A\sqrt{\frac{R1\,C1}{R2\,C2}}}$$

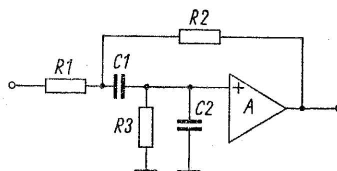
Na przykładzie filtru górnoprzepustowego, rys. 8-66 pokazano jak można wprowadzić wzmocnienie, które w tym przypadku wynosi $A = 1 + R4/R3$. Jeżeli rezystancja połączenia równoległego rezystorów $R3$ i $R4$ zostanie oznaczona przez $R1$, wówczas zależności na częstotliwość graniczną i dobroć filtru górnoprzepustowego przybiorą postać:



Rys. 8-66. Układ filtru górnoprzepustowego ze wzmocnieniem

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R1\,R2\,C1\,C2}}$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{\frac{R1\,C1}{R2\,C2}} + \sqrt{\frac{R1\,C2}{R2\,C1}} + \sqrt{\frac{R2\,C2}{R1\,C1}} - A\sqrt{\frac{R2\,C2}{R1\,C1}}}$$



Rys. 8-67. Schemat filtru pasmowego ze źródłem napięciowym o wzmocnieniu A

Dla układu filtru pasmowego z rys. 8-67 częstotliwość środkowa wynosi

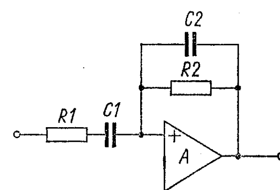
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{1}{R3}\left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2}\right)\frac{1}{C1\,C2}}}$$

dobroć

$$Q = \frac{1}{\sqrt{\frac{R3}{1/R1 + 1/R2}}\left[\sqrt{\frac{C1}{C2}}\left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1-A}{R2}\right) + \sqrt{\frac{C2}{C1}}\left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2}\right)\right]}$$

natomiast wzmocnienie w środku pasma

$$G_0 = \frac{A}{1 + \frac{R1}{R3} + \frac{C2}{C1(1 + R1/R2)} + (1-A)\frac{R1}{R2}}$$



Rys. 8-68. Inny układ filtru pasmowego ze źródłem napięciowym

Podobne zależności dla układu przedstawionego na rys. 8-68 mają postać

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R1\,R2\,C1\,C2}}$$

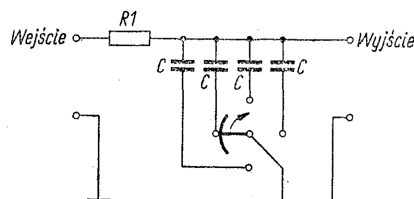
$$Q = \frac{1}{\sqrt{\frac{R1\,C1}{R2\,C2}} + \sqrt{\frac{R2\,C2}{R1\,C1}} - \frac{1}{1-A}\sqrt{\frac{R2\,C1}{R1\,C2}}}$$

$$G_0 = \frac{A}{(1-A)\left(\frac{R1}{R2} + \frac{C2}{C1}\right) + 1}$$

8.9 Filtry cyfrowe

Nazwą filtrów cyfrowych można określić wiele układów, których wspólną cechę stanowi przetwarzanie w sposób nieciągły sygnału stanowią-

cego funkcję czasu. Sygnał analogowy może być przy tym przetwarzany na postać cyfrową, albo do przetwarzania jest używana analogowa wartość sygnału próbkowanego w określonych odstępach czasu. Zasadę prostego filtru opartego na synchronicznym przełączaniu kondensatorów w układzie *RC* obrazuje rys. 8-69. Przy czterech



Rys. 8-69. Zasada filtru cyfrowego z synchronicznym przełącznikiem kondensatorów

kondensatorach częstotliwość przełączania jest czterokrotnie większa od częstotliwości środkowej filtru. Napięcie wejściowe powoduje ładowanie kolejnych kondensatorów wykładniczo ze stałą czasową *R1C*. Przy rezonansie ładunek każdego kondensatora osiąga równowagę i przez przełącznik płynie minimalny prąd wobec czego tłumienie filtru osiąga minimum. Kiedy częstotliwość wejściowa różni się od rezonansowej, zmiana ładunku kondensatorów odbywa się w sposób przypadkowy, płynie duży prąd i wprowadza duże tłumienie. Przebieg wyjściowy aproksymuje kształt napięcia wejściowego krzywą schodkową z dokładnością tym lepszą, im większa jest liczba kondensatorów w układzie. Tego typu filtr na ogół nie eliminuje harmonicznych częstotliwości środkowej pasma przepuszczania, wprowadzając błąd nazywany aliasowaniem.

Osłabienie amplitud harmonicznych określa wyrażenie

$$H = \left(\frac{\sin \frac{k\pi}{n}}{\frac{k\pi}{n}} \right)^2$$

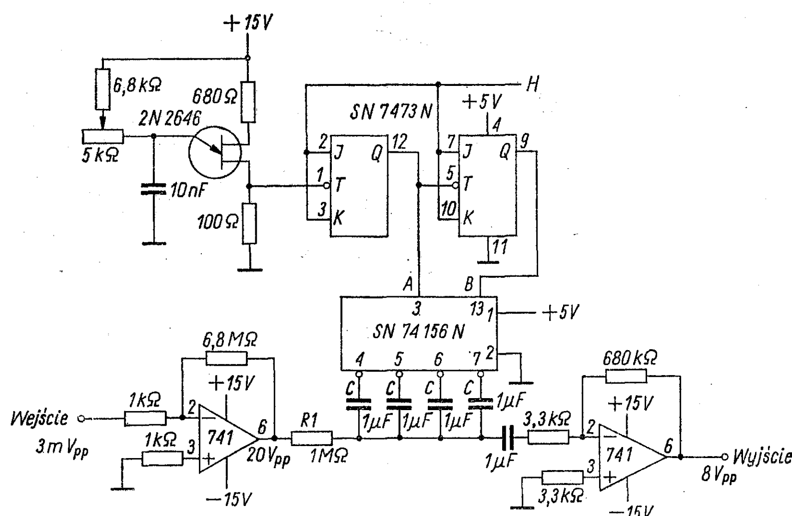
w którym n oznacza liczbę kondensatorów, zaś k — rząd harmonicznych. Jak widać, całkowicie tłumione są tylko te harmoniczne, których rząd jest całkowitą wielokrotnością liczby kondensatorów filtru. Dobroć filtru wynosi

$$Q = \pi n R1 C f_0$$

Szerokość pasma filtru określa zależność

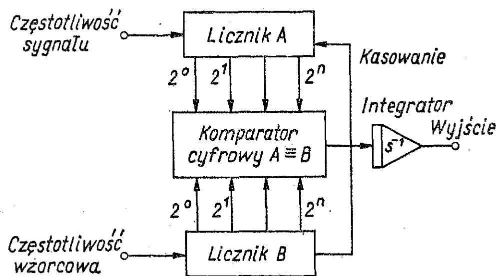
$$B = \frac{1}{\pi n R1 C}$$

Szerokość pasma jest stała przy przestrajaniu filtru przez zmianę częstotliwości zegarowej. Dla poprawnej pracy filtru kondensatory powinny być jednakowe i wykazywać możliwie małą indukcyjność. Przykład praktycznego rozwiązania filtru tego typu przedstawia rys. 8-70. Częstotliwość zegarowa pochodzi z generatora z tranzystorem jednozłączowym i można ją zmieniać rezystorem zmiennym. Jest ona dzielona przez dwa przerzutniki typu *T*, a przebiegi wyjściowe sterują dekoder o czterech wyjściach z otwartymi kolektorami, do których są dołączone kondensatory *C*. Od strony wejścia i wyjścia układu *RC* są włączone wzmacniacze podnoszące poziom napięcia i transformujące impedancję.



Rys. 8-70. Schemat prostego filtru cyfrowego z przełączaniem kondensatorów za pomocą dekodera [9]

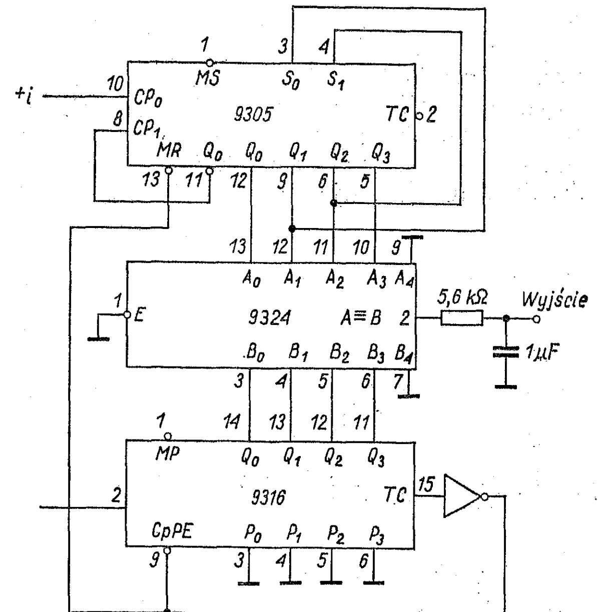
Układ, przedstawiony w postaci schematu blokowego na rys. 8-71, bywa nazywany filtrem cyfrowym, jednak w przeciwieństwie do innych



Rys. 8-71. Zasada selektywnego detektora koincydencyjnego częstotliwości impulsów

filtrów jest on układem nieliniowym; napięcie wyjściowe jest jedynie funkcją częstotliwości sygnału i nie zależy od jego amplitudy. Napięcie wyjściowe nie zawiera częstotliwości sygnału wejściowego. Zasada działania układu jest wyraźnie widoczna ze schematu blokowego. Oba liczniki zaczynają pracę w każdym okresie synchronicznie, dzięki kasowaniu licznika częstotliwości sygnału impulsem sygnalizującym wypełnienie licznika częstotliwości wzorcowej. Stan obu liczników jest porównywany przez komparator cyfrowy, który sygnalizuje koincydencję stanu obu liczników pojawieniem się napięcia na wyjściu. Po scałkowaniu tego napięcia otrzymuje się sygnał wyjściowy. Ten sygnał osiąga maksimum przy częstotliwości sygnału równej częstotliwości wzorcowej. Szerokość pasma układu maleje przy zmniejszaniu pojemności liczników. Zamiast liczników można zastosować rejestry przesuwne. Strojenie filtru może się odbywać przez zmianę częstotliwości wzorcowej, albo przy określonej wartości częstotliwości można programować licznik względnie rejestr przesuwny. Ta druga metoda jest jednak mniej wygodna, gdyż pociąga za sobą zmniejszanie pojemności licznika, względnie długości rejestru, a to pogarsza selektywność filtru.

Na rysunku 8-72 przedstawiono przykład realizacji filtru tego typu z elementami TTL o średniej skali integracji firmy Fairchild. Układ 9305 stanowi półsynchroniczny licznik programowany. Jego pierwszy stopień dzieli częstotliwość sygnału przez 2. Połączenie wyjścia Q_1 z wejściem S_0, a wyjścia Q_2 z wejściem S_1 sprawia, że trzy ostatnie stopnie liczą mod 8. W synchronicznym liczniku czterobitowym typu 9316 wejścia programujące są połączone z ziemią, wobec czego pracuje on również jako licznik mod 16. Poziom H na wejściu P_0 zmniejsza pojemność tego licznika do 15. Pozostałe wejścia programujące nie mogą być wykorzystane, aby nie zwiększyć nadmiernie szerokości pasma. Układ 9324 jest komparatorem dwóch słów 5-bitowych; wykorzystano tutaj tylko po cztery wejścia dla każdego słowa. Przy odpowiednio większej pojemności liczników można zwiększyć długość słów

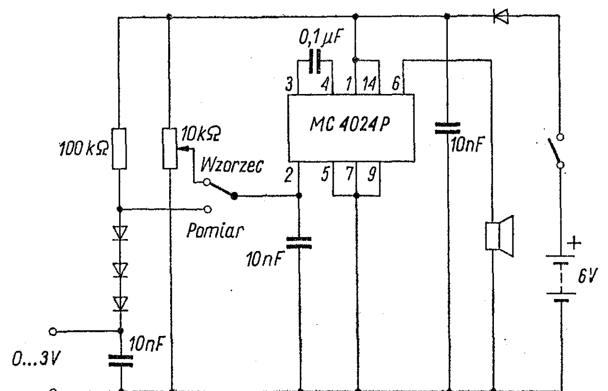


Rys. 8-72. Przykład realizacji selektywnego detektora koincydencyjnego (Fairchild)

porównywanych przez komparator przez dołączanie dalszych układów typu 9324. Do rozbudowy wykorzystuje się specjalne wejścia, nie pokazane na rysunku.

8.10 Akustyczny wskaźnik napięcia dla ociemniałych [12]

W celu umożliwienia ociemniałym przystosowania się do obsługi przyrządów budowanych ze wskaźnikami przeznaczonymi do obserwacji optycznej, jest konieczna konwersja mierzonych parametrów na sygnał akustyczny. Przykładem takiego rozwiązania jest układ pokazany na rys. 8-73 zamieniający sygnał napięcia stałego 0 do



Rys. 8-73. Układ konwertera akustycznego dla ociemniałych

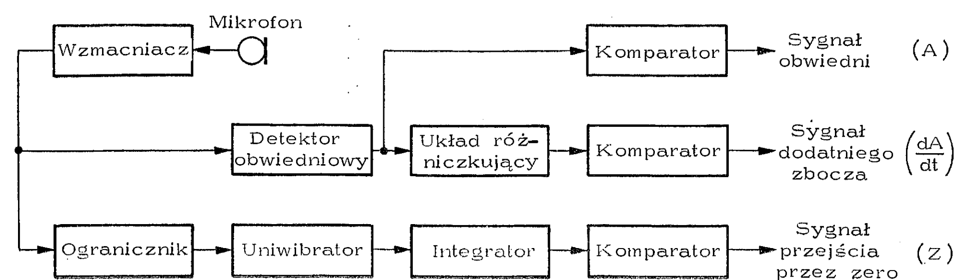
3 V na sygnał w postaci tonu o częstotliwości zależnej od napięcia. Oryginalnym przeznaczeniem tego układu było umożliwienie ociemniałemu radioamatorowi dostrojenia nadajnika. W układzie został wykorzystany układ scalony typu MC 4024, przeznaczony do pracy jako generator strojony napięciem w pętli sprzężenia fazowego. Wyjście układu i jego napięcie zasilania odpowiadają normom rodziny TTL. Oryginalny zakres napięcia wejściowego wynosi 2 do 5 V. Przystosowanie generatora do napięcia wejściowego w zakresie od 0 do 3 V, bo tyle wynosił spadek napięcia na użytym miliamperomierzu, wymagało przesunięcia poziomu przy wykorzystaniu spadku napięcia na trzech diodach krzemowych. Przełącznik umieszczony na wejściu umożliwia włączenie zamiast sygnału mierzonego napiecia wzorcowego pobranego z potencjometru dołączonego do napięcia zasilania. Wysokość tonu ustala się przez dobór kondensatora włączonego między końcówki *3* i *4* układu scalonego. Wyjście jest odporne na zwarcie do masy i umożliwia włączenie głośnika, który zapewnia wystarczającą siłę głosu. Przy zastosowaniu urządzenia w radiostacji głośnik może pochodzić z odbiornika; drugi biegun wyłącznika zasilania przełącza wówczas głośnik. Dioda włączona w szereg z bateria dostarcza spadku napięcia dla obniżenia napięcia zasilania do bezpiecznej wartości, a dodatkowo zabezpiecza przed zniszczeniem układu scalonego przy odwrotnym włączeniu baterii.

8.11 Urządzenie do ograniczonego rozpoznawania mowy [13]

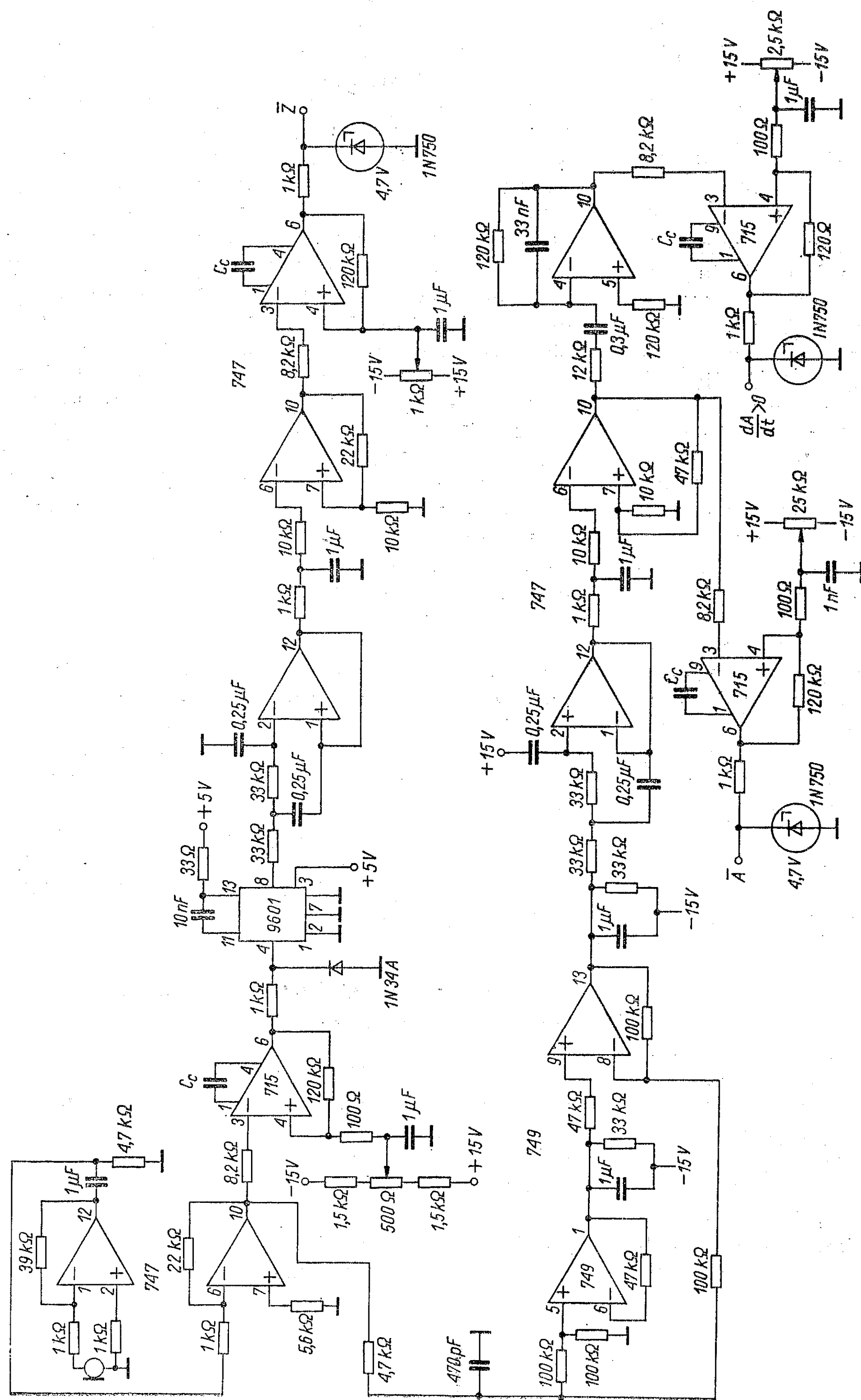
Rozpoznawnie mowy przez maszyny jest zagadnieniem, które od lat przyciągało uwagę wynalazców i konstruktorów. Jego ekonomiczne rozwiązanie, choćby na niewielka skalę, było niemożliwe do chwili pojawienia się tanich układów scalonych. Urządzenie Biancomano ma ograniczony zakres stosowania, stanowi jednak dobrą ilustrację metod, jakimi można się posłużyć dla osiągnięcia rozróżniania wybranych słów, wypowiadanych przez ograniczoną populację mówców, przy bardzo dużym prawdopodobieństwie poprawnego zadziałania. Na rysunku 8-74 przedstawiono schemat blokowy detektora parametrów sygnału mowy, wyróżniającego trzy parametry: obwiednię, dodatnie nachylenie zbocza impulsu oraz przejście napiecia przez zero. Przy przekroczeniu określonej wartości każdego parametru pojawia się sygnał wyjściowy w postaci sygnału logicznego, zaś kombinacje tych sygnałów w czasie są wykrywane przez odpowiednie układy logiczne, osobne dla każdego słowa, zawartego w słowniku urządzenia. Realizację układową detektora parametrów obrazuje rys. 8-75. Zarówno wybór parametrów jak i elementów zastosowanych w układzie detektora nie stanowią optimum konstrukcyjnego, a jedynie ilustrują przeprowadzony eksperyment. Wybór parametrów wykrywanych przez detektor powinien być przeprowadzony przy uwzględnieniu indywidualnych cech głosu osoby, której głos powinien być rozpoznawany, oraz charakterystycznych cech słów. Na rys. 8-76 pokazano przykładowe przebiegi dwóch parametrów obwiedni i przejścia przez zero, oraz układ logiczny, umożliwiający wykrywanie tej sekwencji. Cyfry rzymskie oznaczają „zdarzenia”, to znaczy kombinacje parametrów, przy których następuje zmiana stanu przerzutników. Przerzutniki RS są kasowane sygnałem z uniwibratora, po to by zmniejszyć prawdopodobieństwo błędnego zadziałania przez ograniczenie czasu, w którym może nastąpić wypowiedzenie i rozpoznanie słowa. Dla uproszczenia przykład obejmuje tylko dwa z trzech parametrów, jakie wykrywa detektor.

8.12 Urządzenie do zdalnego pomiaru temperatury [14]

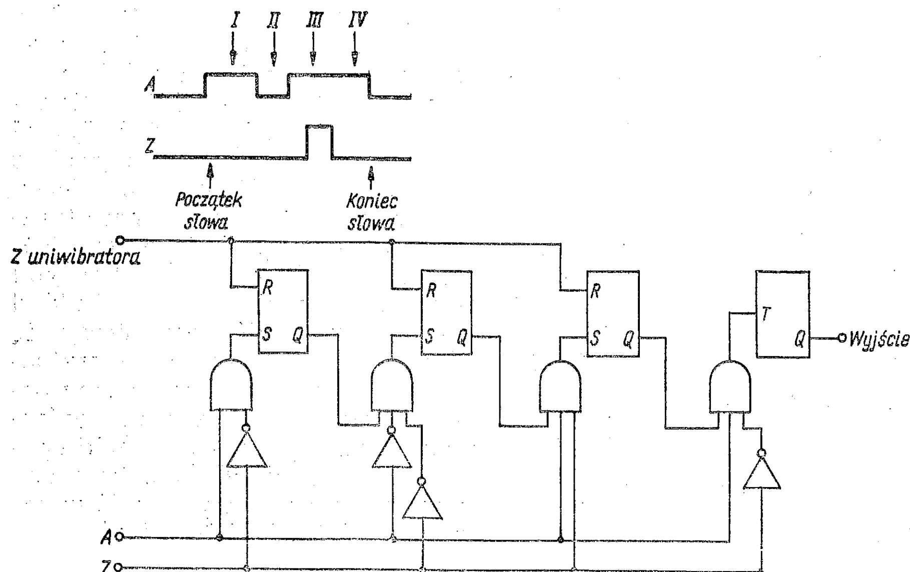
Nadajnik telemetryczny przeznaczony do implantowania zwierzętom doświadczalnym umożliwia ciągły pomiar temperatury w trzech kanałach, w zakresie od 4 do 80°C, z błędem nie przekraczającym 0,2 deg. Czas pracy wewnętrznej baterii rtęciowej wynosi 10 miesięcy. Pomiary temperatury przeprowadzono przy bada-



Rys. 8-74. Schemat blokowy detektora parametrów słów dla trzech parametrów

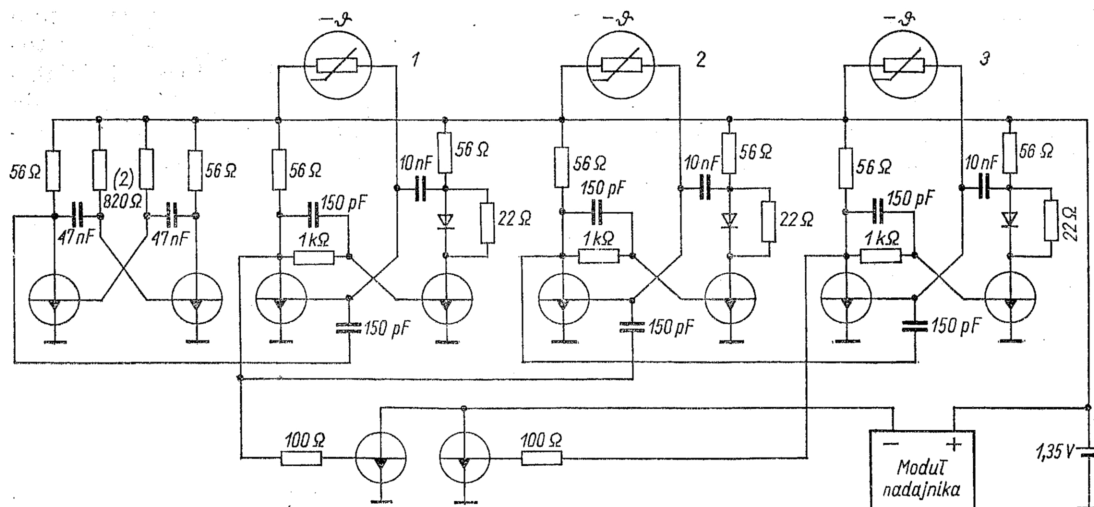


Rys. 8-75. Schemat detektora parametrów [13]

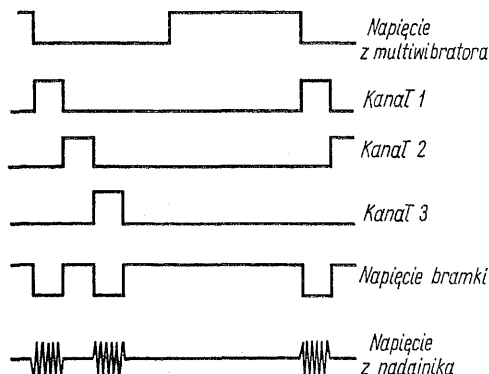


Rys. 8-76. Przykład przebiegów czasowych dla dwóch parametrów i układu logicznego dla dwóch parametrów i czterech zdarzeń

niu nad sztucznym sercem zasilanym z generatora izotopowego, chłodzonego przepływem krwi. W urządzeniu zastosowano modulację długości impulsów (PDM). Przebieg impulsowy kluczuje moduł wielkiej częstotliwości, pracujący w paśmie 88 do 108 MHz, co umożliwia odbiór sygnałów z odległości do 4 m przy zastosowaniu odbiornika radiofonicznego. Czujnikami temperatury są termistory, które stanowią rezystancję określającą okres drgań uniwibratorów tranzystorowych (rys. 8-77). Ujemne zbocze impulsu z multiwibratora wyzwala pierwszy uniwibrator, jak to ilustrują oscylogramy pokazane na rys. 8-78. Koniec impulsu pierwszego uniwibratora wyzwala uniwibrator drugiego kanału, a impuls drugiego uniwibratora uruchamia trzeci, po czym następuje przerwa do następnego ujemnego zbocza z multiwibratora, wykorzystywana do synchronizacji. Generator wielkiej częstotliwości pracuje tylko podczas przekazywania informacji z kanału *1* i *3*, co stanowi mniej niż 7% okresu. Dzięki temu średnia wartość prądu nie przekracza 122 μA. Przy normalnej temperaturze ciała, wynoszącej około 38°C, długość okresu uniwibratora jest równa 4 ms; przy zmianach temperatury od 4 do 80°C okres zmienia się w granicach od 0,3 do 20 ms. Okres multiwibratora wynosi 65 ms. W części odbiorczej urządzenia odbywa się przywracanie kształtu impulsów przy użyciu przerzutnika Schmitta, detekcja przerwy synchronizacyjnej przy użyciu układu z tranzystorem jednozłączowym oraz rozdzielanie kanałów zrealizowane za pomocą przerzutników i bramek RTL. Do pomiaru dłu-



Rys. 8-77. Schemat nadajnika telemetrycznego do biologicznych pomiarów temperatury [14]



Rys. 8-78. Oscylogramy napięć w nadajniku telemetrycznym

gości impulsów wykorzystano licznik częstotliwości, dołączany do wyjść poszczególnych kanałów ręcznym przełącznikiem.

8.13 Termometr do pomiaru temperatury skóry [15]

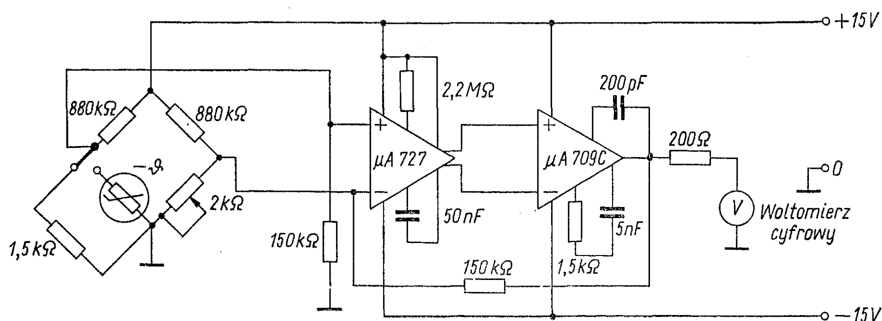
Pomiar temperatury skóry ma duże znaczenie w badaniach medycznych. Trudność precyzyjnego pomiaru polega na długim czasie ustalania się wskazań i wpływie czynników zewnętrznych, jak ruch powietrza, siła docisku czujnika i nagrzewanie się czujnika pod wpływem prądu pomiarowego. W opisywanym urządzeniu czas wyrównywania się temperatury skóry po przyłożeniu czujnika wynosi około 20 s, powtarzalność wskazań i stabilność wyrażają się błędem mniejszym od 0,01 deg na tydzień. Czujnikiem przyrządu jest termistor o ujemnym współczynniku temperaturowym. Termistor ma kształt kulki o średnicy 0,35 mm i jest zmontowany w obudowie aluminiowej o średnicy 0,85 mm, osadzonej za pomocą tarczy plastykowej w końcówce aluminiowej o średnicy 2,5 mm, nałożonej na rurkę plastykową. Taka konstrukcja zapewnia dobry kontakt ze skórą, osłania termistor od ruchu powietrza i zabezpiecza jego końcówki przed uszkodzeniem. Na rysunku 8-79 przedstawiono schemat układu pomiarowego. Termistor jest włączony w jedną gałąź mostka, zasilanego prądem 15 μA ze źródła o niestałości nie przekraczającej 1 mV na dzień. Sygnał z mostka jest wzmacniany przez wzmacniacz prądu stałego z wejściem różnicowym. Pierwszy stopień tego wzmacniacza tworzy para tranzystorów, umieszczona na podłożu o stabilizowanej temperaturze, w układzie scalonym typu μA727. Drugą część wzmacniacza stanowi układ μA709, którego napięcie wyjściowe mierzy się woltomierzem cyfrowym. Włączenie precyzyjnego rezystora zamiast termistora umożliwia wzorcowanie układu. Temperatura czujnika wyrównywała się przy badaniu przyrządu w taki sposób, że po 21 s osiągał on 98% całkowitego przyrostu temperatury. Po 30 s prędkość wzrostu temperatury spadała do 0,005 deg/s.

8.14 Termometr tranzystorowy [16]

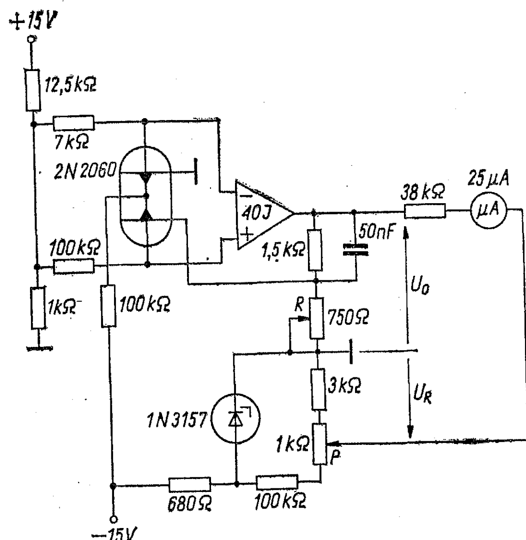
Wykorzystanie tranzystora jako czujnika temperatury umożliwia osiągnięcie dużej czułości, powtarzalności i liniowości pomiaru, jednak większość układów stosowanych do tego celu wymaga wielu precyzyjnych rezystorów i kłopotliwych zabiegów przy skalowaniu. W pomysłowym układzie zaproponowanym przez T. C. Verstera (rys. 8-80) wykorzystuje się zależność

$$\Delta U_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}}$$

przedyskutowaną przy omawianiu wzmacniaczy logarytmicznych w p. 8.6. Czujnikiem temperatury jest podwójny tranzystor planarny. Prądy kolektorów obu tranzystorów różnią się około 14-krotnie, wskutek różnych wartości rezystorów włączonych w obwód kolektorów i działania wzmacniacza operacyjnego, który zmienia napięcie bazy jednego z tranzystorów, aby utrzymać stałą wartość stosunku prądów. W ten spo-



Rys. 8-79. Układ do pomiaru temperatury skóry za pomocą czujnika termistorowego [15]

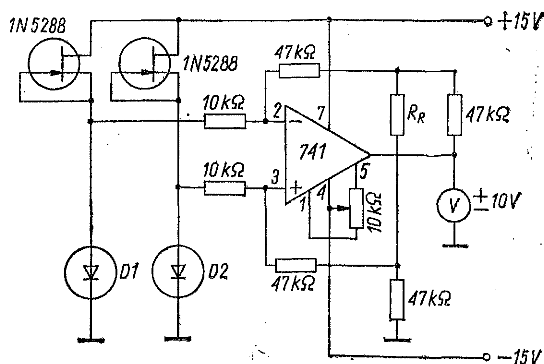


Rys. 8-80. Schemat termometru tranzystorowego [16]

sób napięcie wyjściowe wzmacniacza jest proporcjonalne do temperatury bezwzględnej tranzystorów. W praktyce jest wygodniejszy pomiar w stopniach Celsjusza. Dla uzyskania takiego wskazania wystarczy skompensować napięcie wyjściowe przy temperaturze 0°C. W tym celu potencjometrem P dobiera się wartość napięcia U_R równą −273 mV. Następnie wzorcowania dopełnia się przez umieszczenie czujnika w znanej temperaturze i ustalenie wskazań miernika w miliwoltach równych wartości temperatury w stopniach Celsjusza.

8.15 Diodowy termometr różnicowy

Układ pokazany na rys. 8-81 służy do pomiaru różnicy temperatur mierzonych przez dwa czujniki, którymi są miniaturowe krzemowe diody

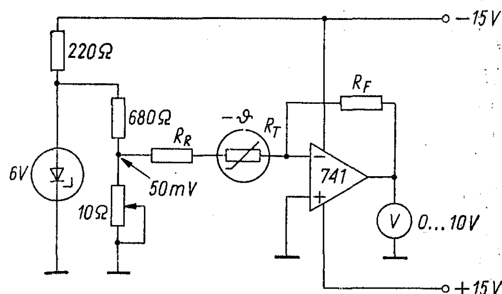


Rys. 8-81. Schemat różnicowego termometru diodowego. Diody *D1* i *D2* są miniaturowymi krzemowymi diodami planarnymi. Zakres ustala się za pomocą rezystora R_R

planarne w obudowach szklanych. Wskaźnikiem jest woltomierz magnetoelektryczny z zerem w środku skali, albo cyfrowy woltomierz tablicowy z automatycznym wskazywaniem znaku napięcia. Zastosowanie cyfrowego woltomierza tablicowego umożliwia wykorzystanie jego zasilacza jako źródła napięć do zasilania wzmacniacza operacyjnego i czujników. Prąd zasilania diod pomiarowych jest stabilizowany przez dwie jednakowe „diody polowe" typu 1 N 5288, ustalające wartość prądu równą 0,39 mA. Diody polowe stanowią tranzystory polowe złączowe z kanałem n, w których bramka jest wewnętrznie połączona ze źródłem. Zamiast tych specjalnych elementów można wykorzystać tranzystory polowe, przy czym prąd dobiera się za pomocą rezystorów włączonych w obwód źródła. Czułość przyrządu łatwo ustalić przez dobór wartości rezystora R_R, natomiast do zerowania jest przeznaczony potencjometr 10 kΩ.

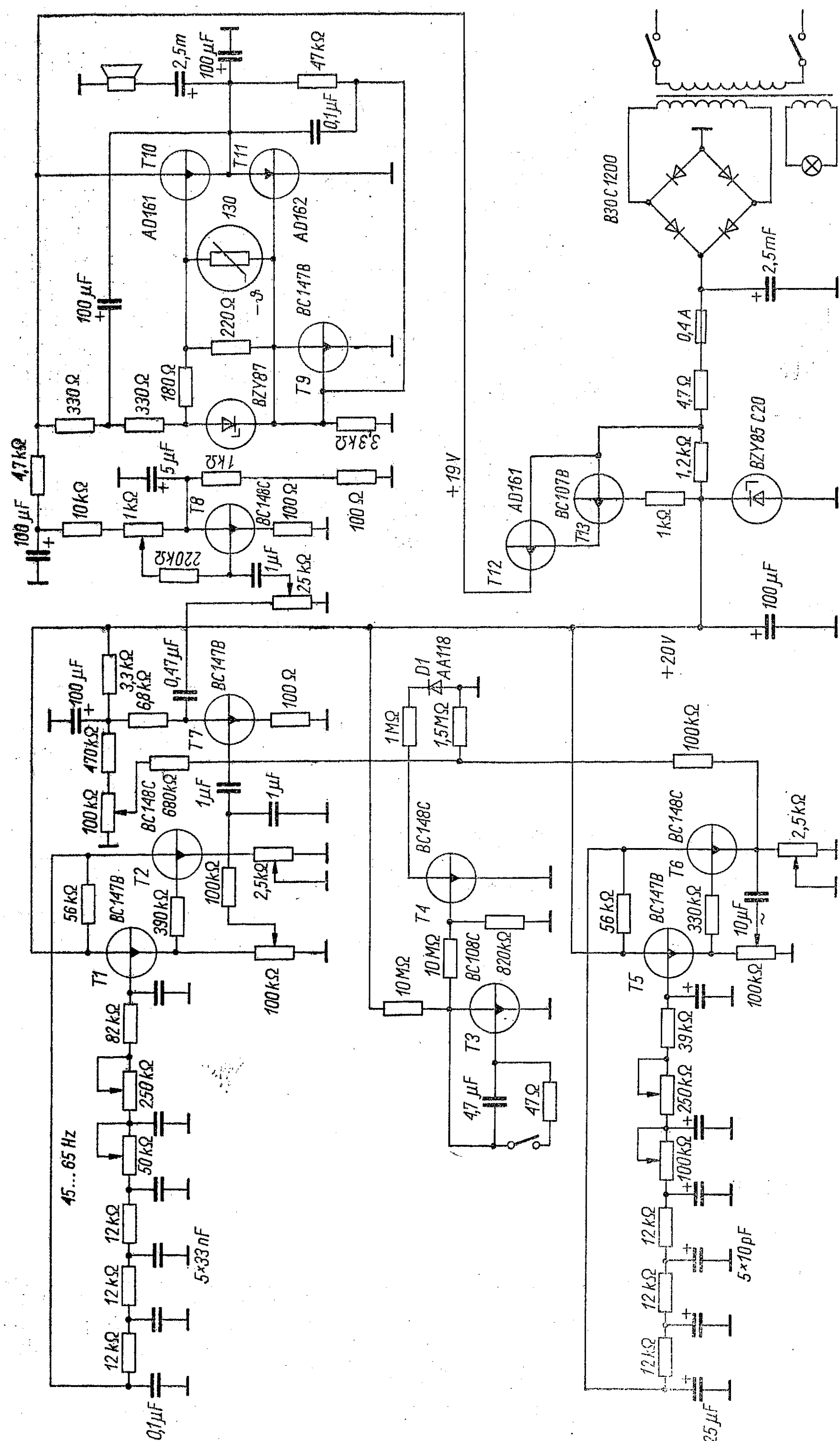
8.16 Termometr termistorowy

Termistory jako czujniki do pomiaru temperatury są dogodne ze względu na ich wielką czułość i małą pojemność cieplną, ale przy ich stosowaniu trzeba dbać o to, aby pomiar rezystancji odbywał się przy małym poziomie mocy, a przy szerszym zakresie mierzonych temperatur występuje znaczna nieliniowość skali.
Połączenie czujnika termistorowego ze wzmacniaczem operacyjnym tak jak na rys. 8-82, umo-



Rys. 8-82. Układ termometru termistorowego ze wzmacniaczem operacyjnym. Dla uzyskania najbardziej liniowego przebiegu skali wartość rezystora R_R powinna być równa rezystancji termistora R_T przy temepraturze odpowiadającej połowie zakresu

żliwia usunięcie dwóch głównych wad termistorów. Duże wzmocnienie wzmacniacza stwarza możliwość zastosowania małej wartości napięcia zasilania, a transformacja rezystancji przez wzmacniacz ułatwia linearyzację skali przez dobór wartości rezystora R_R, który powinien mieć wartość równą rezystancji termistora przy temperaturze odpowiadającej środkowi zakresu.



Rys. 8-83. Schemat aparatu „sono-MET”

Czułość dobiera się rezystorem sprzężenia zwrotnego R_F. Zakres napięcia wyjściowego ogranicza jedynie maksymalne napięcie wyjściowe wzmacniacza. Charakterystyka przyrządu nie jest całkowicie liniowa, lecz ma kształt zbliżony do litery S; jeżeli jednak pomiar nie odbywa się w pobliżu krańców zakresu, nieliniowość można pominąć, nawet gdy jako wskaźnika używa się woltomierza cyfrowego. Nie należy jednak oczekiwać przy tej metodzie błędu mniejszego od 1% zakresu.

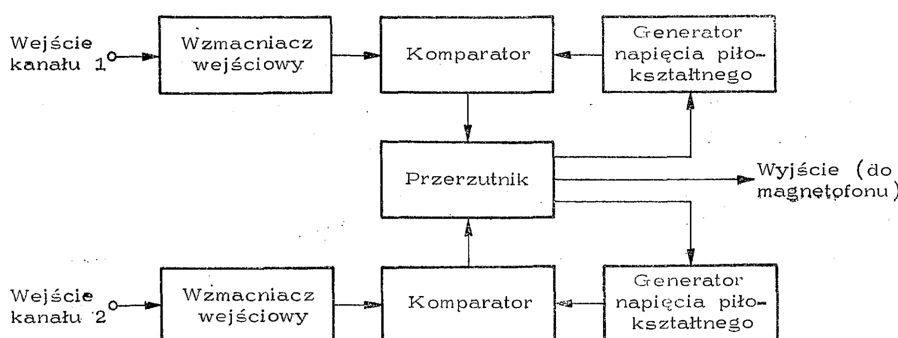
8.17 Akustyczny aparat do usypiania (Saba)

Drażnienie pewnych okolic głowy impulsami elektrycznymi wywołuje sen. Były budowane przyrządy pracujące na tej zasadzie, jednak ta metoda jest bardzo ryzykowna i może mieć jedynie znaczenie kliniczne. W odróżnieniu od niej, aparat „sono-MET" firmy Saba (rys. 8-83) stosuje jedynie bodźce akustyczne i stanowi bezpieczną alternatywę środków nasennych. Działanie przyrządu polega na wytwarzaniu tonu sinusoidalnego o częstotliwości leżącej w zakresie 45 do 65 Hz, modulowanego również przebiegiem sinusoidalnym o okresie w granicach 5 do 8 s, przy głębokości modulacji wynoszącej 70%. Po ustalonym czasie, który wynosi około 50 minut, następuje łagodne zmniejszenie amplitudy dźwięku, przy czym całkowity zanik słyszalności następuje po 5 minutach. Częstotliwości sygnałów są określone przez generatory z przesuwnikami fazowymi, umożliwiające otrzymanie przebiegów o dużej stabilności i bardzo małej zawartości harmonicznych przy minimalnym nakładzie kosztów. Producent urządzenia uważa czystość widmową przebiegów za bardzo istotną cechę. Jej uzyskanie ułatwia duża liczba członów przesuwników fazowych oraz włączenie pierwszego stopnia generatora o układzie wtórnika emiterowego. Modulacja odbywa się w stopniu z tranzystorem *T7*, którego punkt pracy jest stabilizowany przy użyciu diody germanowej *D1* i rezystora emiterowego. Ze względu na mały zakres częstotliwości, sprawność głośnika można było poprawić przez jego dostrojenie kondensatorem o pojemności 100 μF dołączonym równolegle. Wyłącznik czasowy zawiera tranzystory *T3* i *T4*. Pierwszy z nich stanowi integrator Millera. Zestyki zwierające kondensator 4,7 μF włączony między bazę i kolektor są połączone z wyłącznikiem sieciowym i powodują to, że bezpośrednio po włączeniu ten kondensator nie ma ładunku. Po naładowaniu kondensatora zostaje wysterowany tranzystor *T4*, który zwiera bazę tranzystora *T7*.

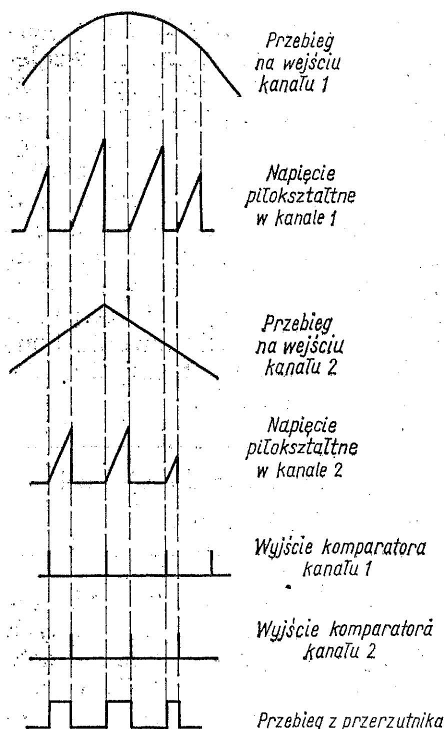
8.18 Przystawka magnetofonowa do rejstracji przebiegów wolnozmiennych [17]

Zastąpienie rejestracją magnetyczną tradycyjnego zapisu atramentowego wolnozmiennych przebiegów, jakie występują w wielu pomiarach, np. parametrów fizjologicznych, umożliwia uzyskanie oszczędności przez wielokrotne wykorzystanie nośnika informacji, często również ułatwia analizę danych pomiarowych. Mimo, iż ten sposób zapisu jest coraz powszechniej stosowany, wysoki koszt magnetofonów z modulacją częstotliwości często uniemożliwia korzystanie z tej metody. Prosta metoda, zastosowana przez Fenelona i McDonalda, a objaśniona na rys. 8-84 do 8-86, umożliwia zastosowanie do zapisu każdego magnetofonu domowego, przy czym liczba kanałów zostaje podwojona i magnetofon stereofoniczny umożliwia zapis czterech kanałów.

Na rysunku 8-87 przedstawiono schemat modulatora dla dwóch przebiegów wejściowych (jednej ścieżki zapisu magnetycznego). Stopień wejściowy z tranzystorem polowym o przewodnictwie zubożanym umożliwia rejestrację napięć dodatnich i ujemnych. Sprzężenie bezpośrednie wzmacniacza z komparatorem sprawia, że przy braku sygnału wejściowego na komparatorze

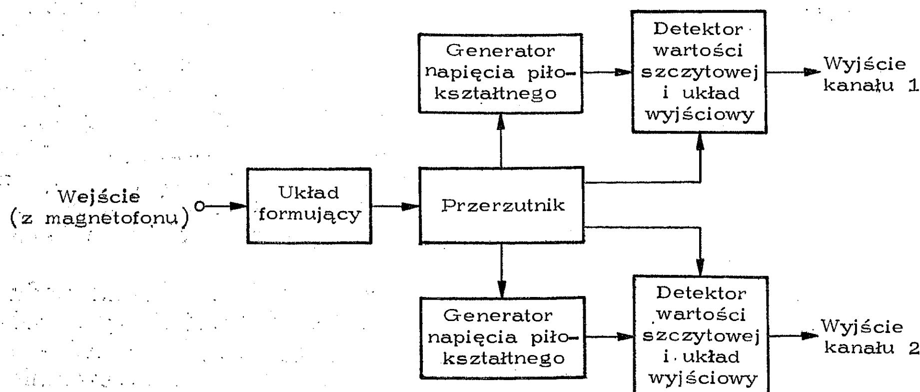


Rys. 8-84. Schemat blokowy modulatora [17]



Rys. 8-85. Oscylogramy przebiegów w modulatorze

cający kształt impulsów z tranzystorami *T17* do *T21* oraz oddzielne układy detektorów długości impulsów, złożone ze wzmacniacza, generatora napięcia piłokształtnego, układu próbkująco-zapamiętującego oraz wzmacniacza wyjściowego z przesuwaniem poziomu napięcia. Wzmacniacz z tranzystorem *T22* jest sterowany przebiegiem z przerzutnika przez diodę Zenera, co łącznie z kondensatorem całkującym włączonym między bazę i kolektor przyczynia się do zwiększenia odporności na zakłócenia. Dodatnie napięcie w punkcie *A1* odcina tranzystor *T22*, powodując nasycenie tranzystora *T23* i rozładowanie kondensatora 4,7 nF w generatorze napięcia piłokształtnego. Opóźnienie wnoszone przez integrator z tranzystorem *T22* sprawia, że przed rozładowaniem kondensatora, napięcie na nim jest próbkowane przez włączenie tranzystora *T27* zróżniczkowanym impulsem z punktu *B1*. Wartość napięcia zostaje „zapamiętana" przez kondensator 10 nF, oddzielony od pozostałych stopni przez wtórnik źródłowy z tranzystorem *T28*. Potencjometr oznaczony „położenie" umożliwia zmianę poziomu napięcia wyjściowego bez sygnału w granicach od −4 do +4 V. Napięcie wyjściowe, mające kształt schodkowy, zostaje



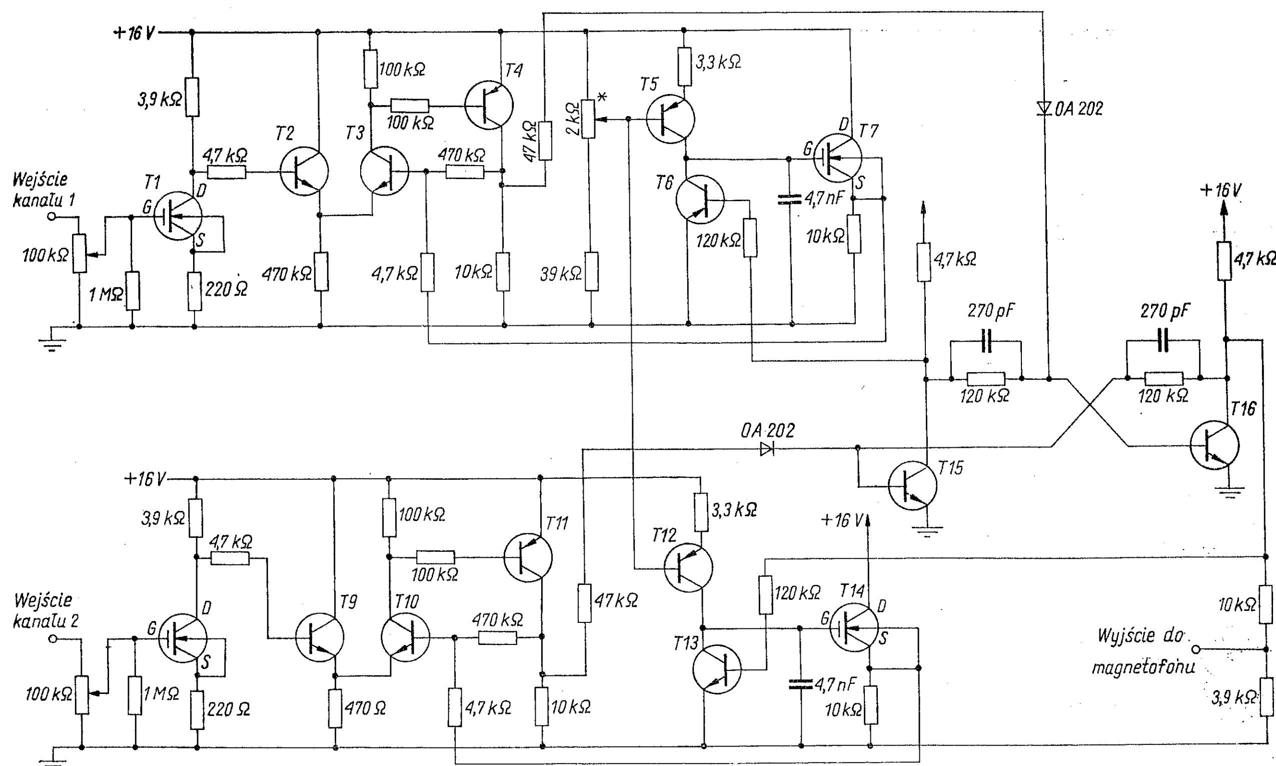
Rys. 8-86. Schemat blokowy demodulatora

panuje napięcie większe od zera, a okres przerzutnika *T15, T16* wynosi 1 ms. W zależności od wartości chwilowej sygnału wejściowego napięcie piłokształtne rośnie ze stałą prędkością krócej lub dłużej do chwili osiągnięcia koincydencji z przebiegiem wejściowym. W ten sposób długość impulsu wyjściowego zawiera informację o wartości napięcia w pierwszym kanale, zaś długość przerwy między impulsami — informację o wartości chwilowej napięcia w drugim kanale. W praktycznym układzie amplituda napięcia wejściowego wynosiła 1 V i przy doprowadzeniu identycznych napięć na wejścia obu kanałów częstotliwość wyjściowa zmieniała się od 600 Hz do 3 kHz. Demodulator (rys. 8-88) zawiera wspólny dla obu kanałów układ przywra-

wygładzone przez prosty filtr *RC* włączony na wyjściu. Tłumienie przesłuchu między kanałami jest większe od 40 dB.

8.19 Przystawka magnetofonowa do rejestracji sygnałów cyfrowych [18]

Rejestracja magnetyczna przebiegów cyfrowych ma dużą przewagę nad rejestracją na taśmie perforowanej: nośnik może być wielokrotnie użyty, jest możliwa znacznie większa prędkość zapisu, zamiast kosztownego perforatora — wymagającego dużej mocy — można się posługiwać tanim łatwo dostępnym magnetofonem, który może być zasilany z własnej baterii.

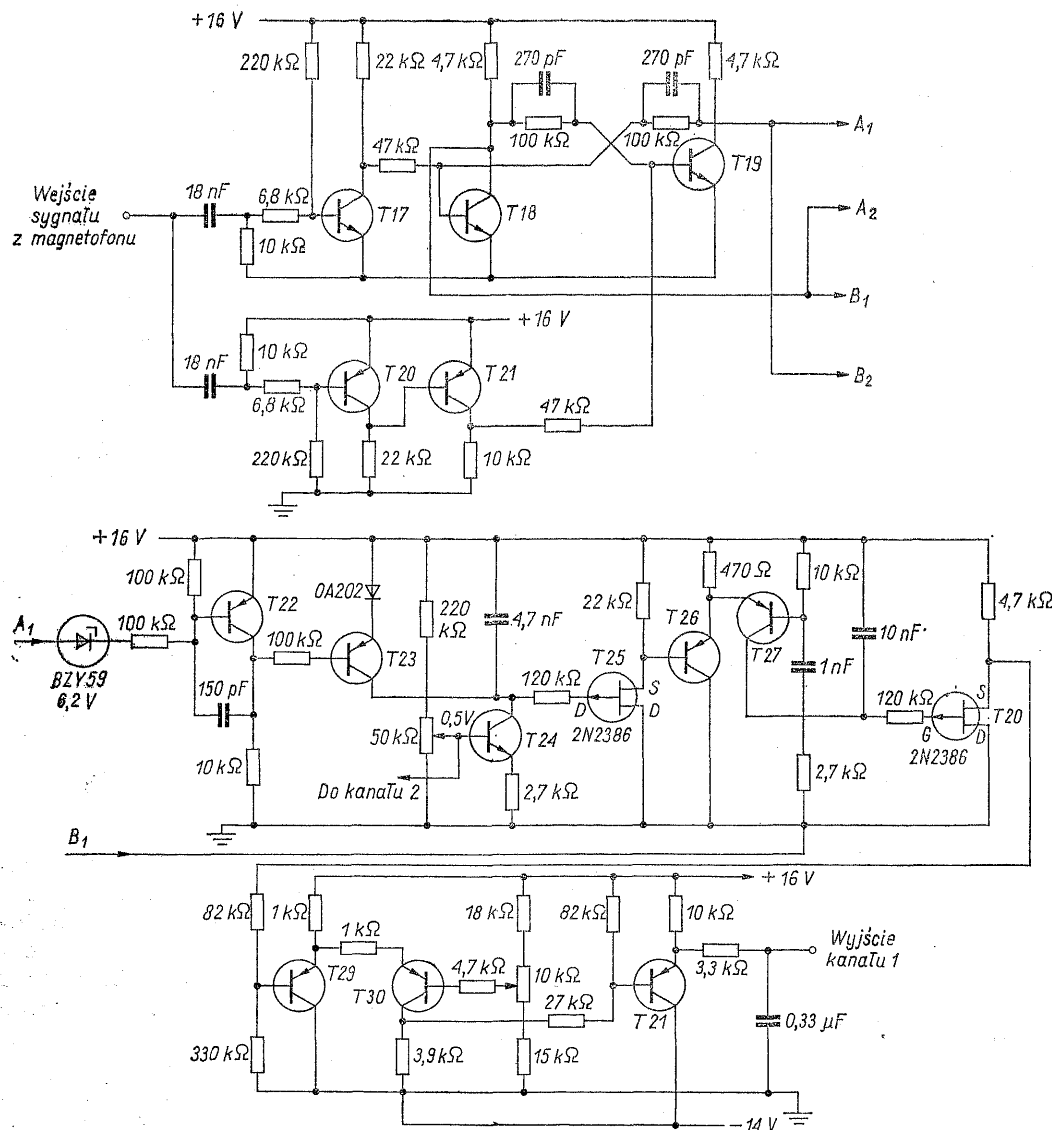


Rys. 8-87. Schemat modulatora. Potencjometr oznaczony gwiazdką służy do ustawiania częstotliwości wyjściowej równej 1 kHz przy braku sygnałów w obu kanałach

W przyrządzie Kempego i Fischera [18] zastosowano modulację fazy częstotliwości nośnej przebiegiem binarnym, który przesuwa fazę o π radianów. Ponieważ modulacja odbywa się bez powrotu do zera, jest potrzebny dla zapewnienia informacji o fazie początkowej sygnał odniesienia, który jest wprowadzany w postaci przebiegu o kształcie prostokątnym i o tej samej częstotliwości, jak częstotliwość zegarowa przebiegu binarnego. Zasadę działania modulatora ilustruje rys. 8-89, natomiast na rys. 8-90 przedstawiono schemat modulatora. Jego układ jest przystosowany do sygnałów odpowiadających elementom TTL. Częstotliwość nośna i częstotliwość odniesienia pochodzą z układów cyfrowych współpracujących z przystawką. Demodulator, którego schemat blokowy wyobraża rys. 8-91, a schemat elektryczny rys. 8-92 — ma układ bardziej złożony, nie wpływa to jednak istotnie na przydatność przyrządu, ponieważ zazwyczaj tylko rejestracja odbywa się w warunkach polowych. Demodulacja odbywa się w układzie z pętlą sprzężenia fazowego. Sygnał z magnetofonu zostaje doprowadzony do dwóch filtrów, które oddzielają modulowaną częstotliwość nośną od częstotliwości odniesienia. Sygnał odniesienia synchronizuje przez pętlę sprzężenia fazowego generator sterowany napięciem, który wytwarza częstotliwość około 40 kHz. Trzy przerzutniki obniżają tę częstotliwość do 5 kHz. Przebieg o częstotliwości 20 kHz z pierwszego przerzutnika jest doprowadzony łącznie z modulowanym sygnałem nośnym do układu mnożącego, spełniającego funkcję demodulacji. Sygnał z tego układu zawiera cztery impulsy dodatnie lub ujemne na jeden bit przebiegu cyfrowego. Pierwotny kształt przebiegu zostaje odtworzony przez integrator z kondensatorem całkującym rozładowywanym przez przełącznik diodowy, przerzutnik Schmitta i przerzutnik JK. Impulsy zegarowe do sterowania przerzutnika JK i zerowania integratora są uzyskiwane z koincydencji przebiegów o częstotliwościach 40, 20 i 10 kHz, wyzwalającej uniwibrator. Długość impulsu uniwibratora wynosi 1/16 długości 1 bitu; uniwibrator jest wyzwalany po czasie wynoszącym 1/8 bitu od chwili wystąpienia koincydencji. Budowa przyrządu może być znacznie uproszczona przy zastosowaniu układów scalonych.

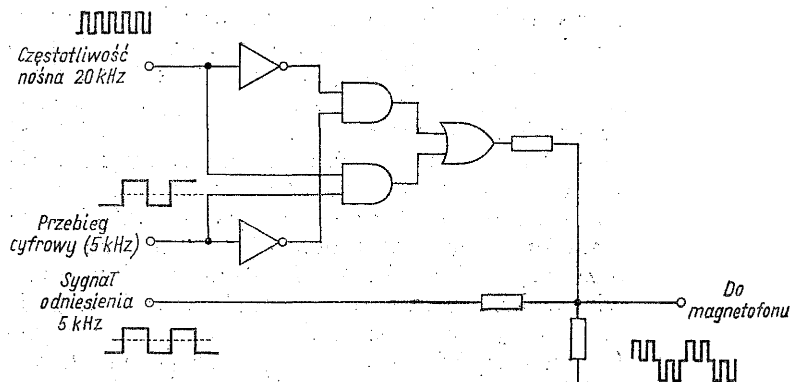
8.20 Urządzenie do odbioru obrazów nadawanych przez satelity meteorologiczne [19]

Amerykańskie sztuczne satelity meteorologiczne serii Tiros, Nimbus i Essa regularnie wprowadzane na orbitę wysyłają stale obrazy ziemi,

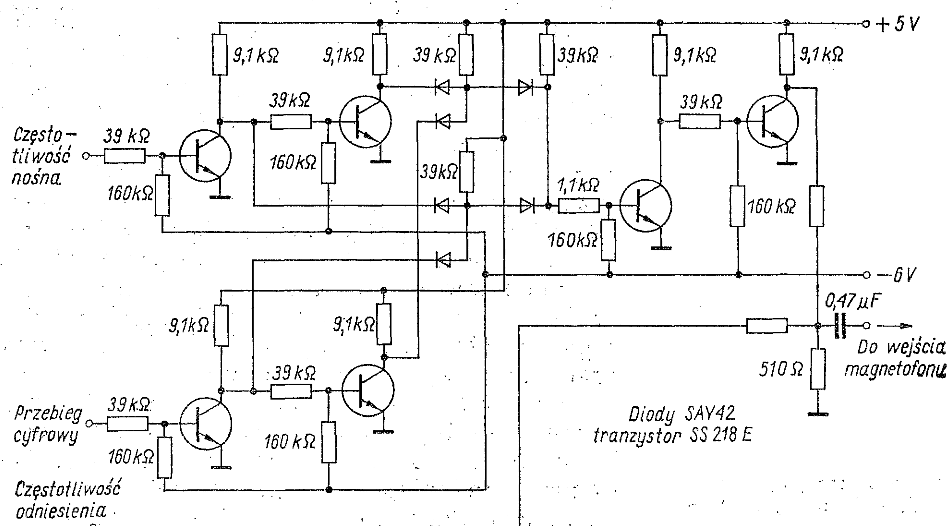


Rys. 8-88. Schemat demodulatora. Tranzystory *T22* do *T31* powtarzają się w drugim kanale

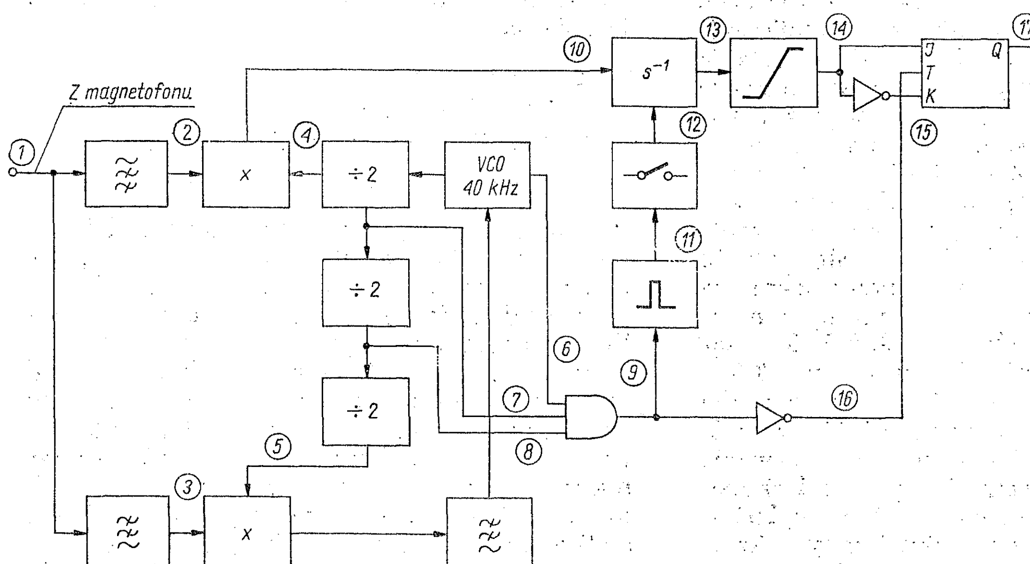
uwidaczniające pokrywę chmur i umożliwiające szybką ocenę stanu pogody na dużych obszarach ziemi. Prostota tego systemu umożliwia odbiór obrazów dobrej jakości przy bardzo małych nakładach na aparaturę, nawet w warunkach amatorskich. Obrazy są nadawane w pasmie 137 MHz, przy zastosowaniu modulacji AM-FM, w systemie APT (automatic picture transmission). Obraz wycinka ziemi o kształcie kwadratowym i krawędzi około 3000 km naświetla płytkę pamięciową widikonu pamięciowego przez 40 ms, a następnie jest analizowany i nadawany. Częstotliwość linii wynosi 4 Hz, a okres ramki 200 s; liczba linii jest równa 800. Przed nadaniem każdego obrazu przez 8 s są przekazywane sygnały synchronizujące: ton 300 Hz oraz impulsy o długości 12,5 ms. Na początku każdej linii jest umieszczony impuls o długości 12,5 ms, odpowiadający maksymalnemu poziomowi bieli. Sygnał wizyjny moduluje amplitudę podnośnej 2,4 kHz, a ten przebieg moduluje częstotliwościowo częstotliwość nośną przy dewiacji 10 kHz. Antena odbiorcza powinna mieć polaryzację kołową. Może to być podwójna antena Yagi, zestawiona pod kątem prostym, albo antena spiralna. W przypadku zastosowania prostej anteny Yagi trzeba się liczyć z koniecznością ręcznego ustawiania zarówno kierunku odbioru, jak i płaszczyzny polaryzacji. Najprostszy odbiornik Osborne'a (rys. 8-94) stanowił przestrojony moduł odbiornika radiofonicznego z modulacją częstotliwości. Lepsze wyniki można otrzymać przy



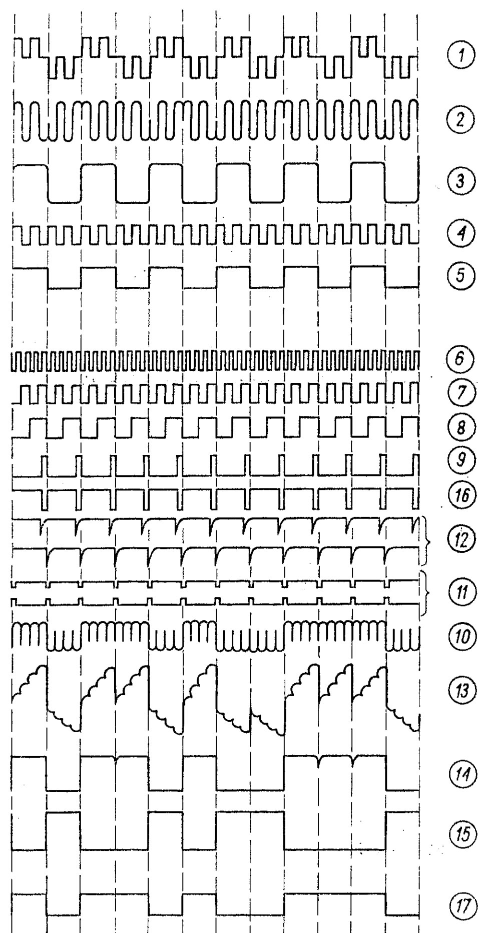
Rys. 8-89. Schemat blokowy modulatora



Rys. 8-90. Schemat modulatora



Rys. 8-91. Schemat blokowy demodulatora

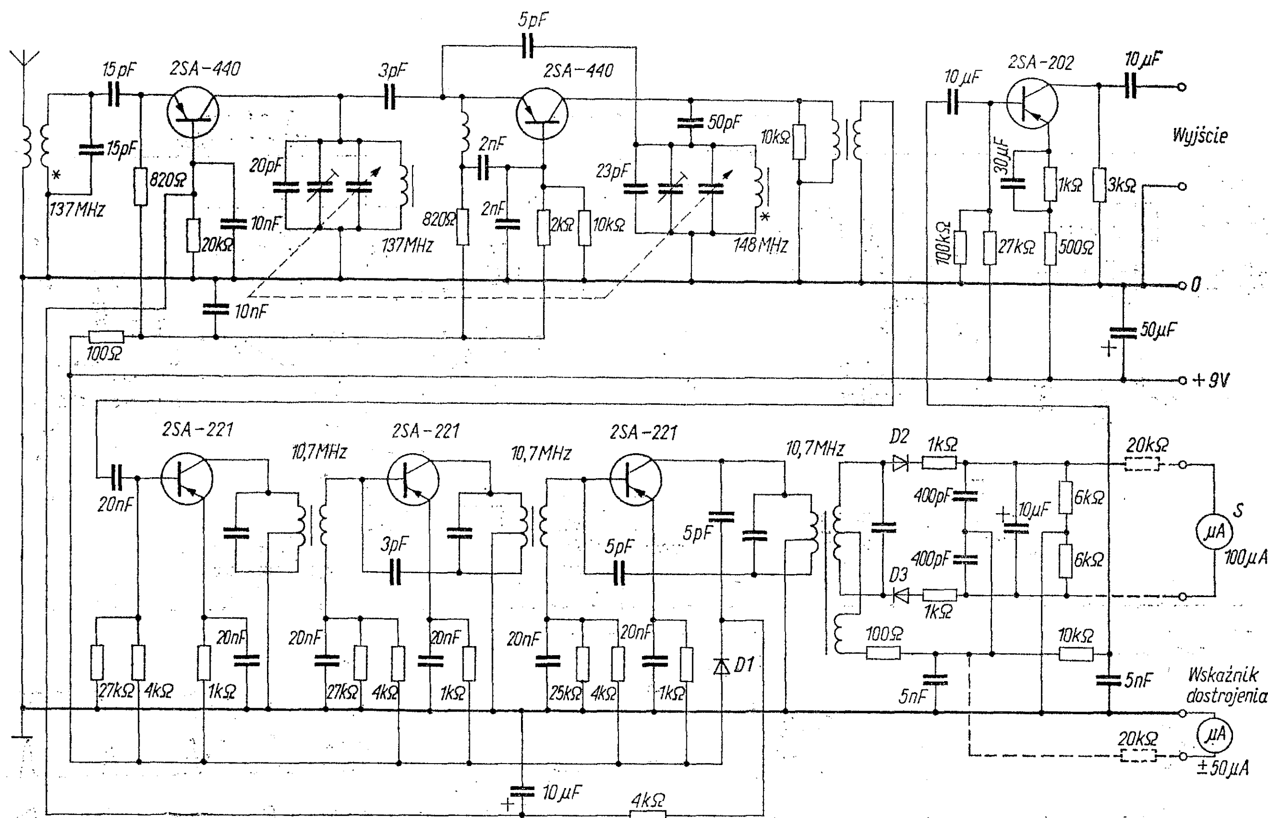


Rys. 8-92. Oscylogramy napięć w charakterystycznych punktach demodulatora. Liczby odpowiadają punktom oznaczonym na rys. 8-91

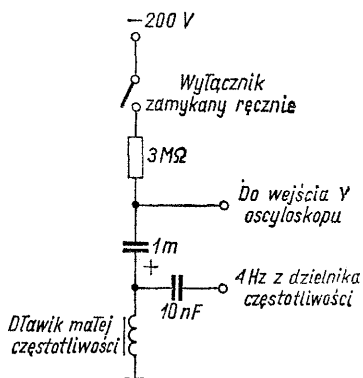
użyciu konwertera z generatorem kwarcowym, współpracującego z odbiornikiem komunikacyjnym. W najprostszej wersji sygnał odchylania poziomego pochodził z generatora kwarcowego o częstotliwości 100 kHz, połączonego z dzielnikami typu SN7490N, dostarczającymi przebiegu o częstotliwości 4 Hz. Po to by ten przebieg miał właściwą fazę, wszystkie liczniki scalone były odblokowywane sygnałem z przerzutnika, uruchomianego pojawieniem się sygnału wizyjnego po przygotowaniu go przez operatora po sygnale synchronizacji, przy ręcznym przełączaniu. Ten sam przełącznik służył do załączania układu odchylania pionowego (rys. 8-95), składającego się z kondensatora o pojemności 1 mF, ładowanego przez rezystor 3 MΩ ze źródła napięcia - 200 V. Bezpośrednia obserwacja obrazu wymaga stosowania lampy oscyloskopowej o bardzo długiej poświacie, albo oscyloskopu pamięciowego; w przypadku lampy o krótkiej poświacie obraz rejestruje się fotograficznie. W warunkach amatorskich zazwyczaj najpierw rejestruje się przebieg wizyjny na magnetofonie, a następnie odtwarza obraz. W udoskonalonej wersji urządzenia sygnał jest odbierany przez odbiornik komunikacyjny poprzedzony konwerterem i wzmacniaczem wielkiej częstotliwości o małych szumach. Sygnał z wyjścia odbiornika lub magnetofonu doprowadza się do prostego demodulatora (rys. 8-96), którego transformator został dostrojony do rezonansu przy częstotliwości 2,4 kHz. Przełącznik umożliwia wybranie modulacji pozytywowej względnie negatywowej, zależnie od tego, czy fotografia ma służyć jako przezrocze, czy jako negatyw do kopiowania. Ogranicznik z diodami Zenera zapobiega przedostawaniu się zakłóceń impulsowych do lampy oscyloskopowej. Potencjometrem ustawia się kontrast. Zastosowano lampę oscyloskopową o długiej poświacie i odchylaniu magnetycznym. Do sterowania cewek odchylających o rezystancji 10 Ω zostały użyte scalone wzmacniacze mocy małej częstotliwości. Układ odchylania poziomego (rys. 8-97) jest sterowany impulsami o częstotliwości 4 Hz z dzielnika obniżającego częstotliwość generatora kwarcowego 100 kHz. Te impulsy wyzwalają uniwibrator o okresie 240 ms z układem scalonym SN724N. Dioda dołączona równolegle do rezystora wyznaczającego stałą czasową umożliwia uzyskanie dużego współczynnika wypełnienia i poprawną pracę przy wyzwalaniu impulsów co 250 ms. Tranzystor *T2* służy do wygaszania plamki przy ruchu powrotnym, zaś tranzystor *T3* uruchamia integrator ze wzmacniaczem mocy, dostarczający prądu zmieniającego się liniowo do cewki odchylającej. Podobnie jest zbudowany układ odchylania pionowego, pokazany na rys. 8-98. Tranzystor przełącznikowy, wyzwalający impuls został tu zastąpiony ręcznie uruchamianym wyłącznikiem.

8.21 Demodulator APT obrazów z satelitów meteorologicznych [20]

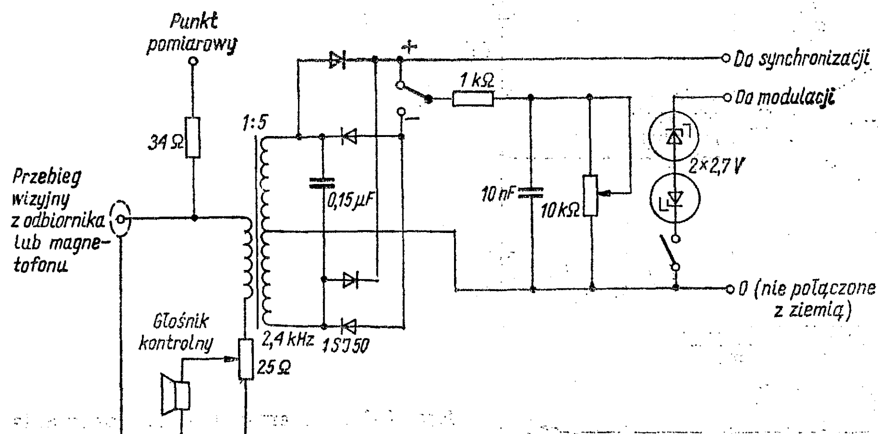
W demodulatorze, którego schemat przedstawiono na rys. 8-99 częstotliwość odchylania poziomego jest uzyskiwana z podziału częstotliwości podnośnej, która jest spójna z częstotliwością linii. Początkową fazę ustala się za pomocą wyłącznika ręcznego. W urządzeniach profesjonalnych do tego celu wykorzystuje się impulsy synchronizacji o częstotliwości 4 Hz, nadawane przed początkiem obrazu. Tranzystor *T1* wzmacnia modulowaną podnośną. Sygnał z jego kolektora steruje układ służący do wyodrębniania częstotliwości 2,4 kHz w celu jej obniżenia do 4 Hz, a przez transformator — detektor diodowy, wydzielający sygnał wizyjny. Filtr dolno-



Rys. 8-94. Schemat prostego odbiornika do odbioru sygnałów ze sztucznych satelitów, uzyskanego przez przystosowanie modułu wielkiej częstotliwości odbiornika radiofonicznego FM [19]



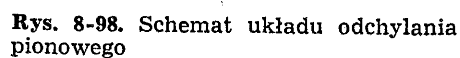
Rys. 8-95. Najprostszy układ odchylania pionowego i synchronizacji odchylania poziomego. Operator zamyka wyłącznik słuchając sygnału synchronizacji. Druga część wyłącznika włącza dzielniki częstotliwości, dostarczające częstotliwości odchylania poziomego



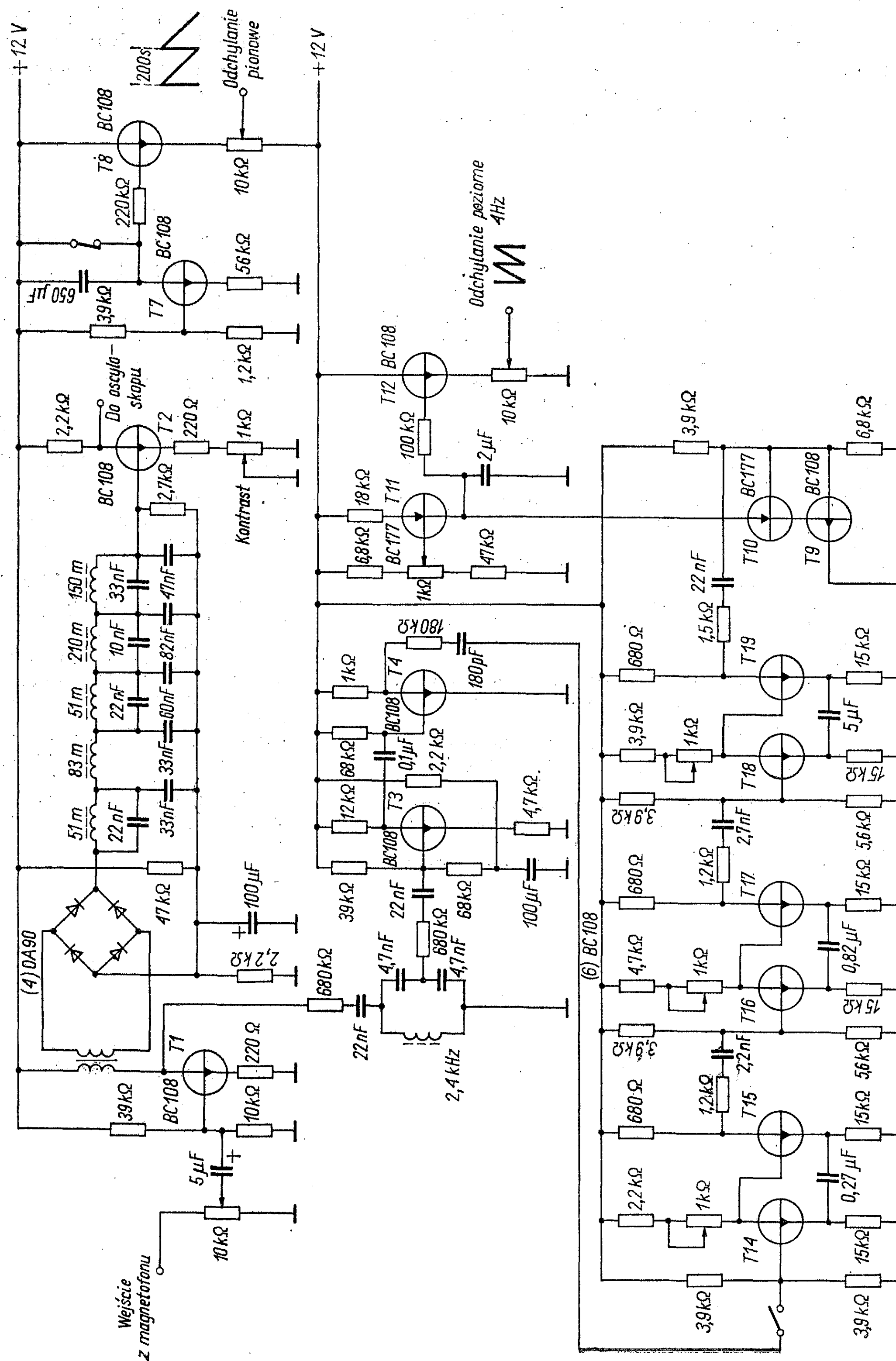
Rys. 8-96. Układ demodulatora



Rys. 8-97. Układ odchylania poziomego



Rys. 8-98. Schemat układu odchylania pionowego



Rys. 8-99. Układ demodulatora sygnałów APT, w którym częstotliwość odchylania poziomego jest uzyskiwana przez podział częstotliwości podnośnej

przepustowy eliminuje częstotliwości większe od 1,6 kHz, przede wszystkim podnośną. Układ *RC* między ujemnym biegunem detektora i ziemią umożliwia odtworzenie składowej stałej. Podnośna z obwodu rezonansowego jest wzmacniana przez tranzystory *T3* i *T4*. Na wyjściu drugiego z nich występuje przebieg prostokątny. Trzy stopnie z multiwibratorami ze sprzężeniem emiterowym obniżają częstotliwość do 20 Hz dla synchronizacji generatora odchylania poziomego z tranzystorami *T9* do *T12*. Tranzystory *T9* i *T10* tworzą odpowiednik programowanego tranzystora jednozłączowego, tranzystor *T11* jest generatorem stałego prądu, zapewniającym liniowość odchylania. Przebieg liniowy odchylania pionowego pochodzi z ładowania kondensatora *C4* prądem stabilizowanym przez tranzystor *T7*. Oba generatory odchylania są wyzwalane ręcznie, przez przełączenie przełączników.

Literatura

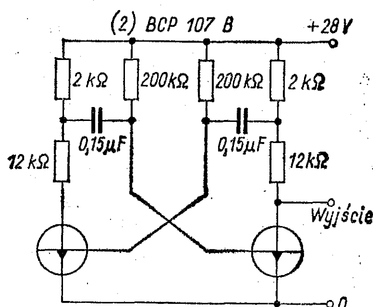
1. Maidique M. A.: A High-Precision Monolithic Super-Beta Operational Amplifier, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1972, Vol. SC-7, No. 6, pp. 480—487.
2. Russel R. W., Fredericksen T. M.: Automotive and Industrial Electronic Building Blocks. Ibid. pp. 446—454.
3. Conti M., Cini C.: Low Noise Parametric Preamplifier for Electroencephalography. October 1966, SGS--Fairchild Application Report 160.
4. Murari B.: Electrocardiograph and Electroencephalograph Preamplifiers. October 1966, SGS-Fairchild Application Report 166.
5. Corinth G.: Ein universeller Vorverstärker für bioelektrische Signale. Elektronik, 1973, Nr. 8, S. 277—279.
6. Sarns S.: A biofeedback EEG synthesizer. EDN, 1973, July 20, pp. 71—73.
7. Shackleford J. B.: A simple motor with compensating devices is the key to a homemade chart recorder. Scientific American. 1972, March, pp. 114—119.
8. McGrath W. R., Miller A.: Fine-line Thermal Recording on Z-fold Paper. Hewlett-Packard Journal, 1972, February, pp. 17—20.
9. Visel T. A.: Narrowband digital filter achieves high Qs. Electronics, 1973, November 22, pp. 118—119.
10. Vanhutte J.-C.: Etude et réalisation d'un corps noir étalon. Électronique et Microélectronique Industrielles, 1972, No. 150, pp. 35—38.
11. Roberts R. W., Jernakoff G.: Liquid Level Detector for Use by the Blind. The Review of Scientific Instruments, 1973, Vol. 44, No 2, pp. 233—234.
12. Riley T. P.: An IC Audio Tune-Up Device for the Blind Amateur. QST, 1972, June pp. 41—43.
13. Biancomano V.: Limited Speech Recognition. QST, 1972, October, pp. 36—39.
14. Decker J. R., Gillis M. F.: A Completely Implantable Three-Channel Temperature Biotelemetry System. ISA Transactrions, 1973, No. 2, pp. 97—102.
15. Guadagni D., Kreith F., Smyth C., Bartholomew B.: Contact probe for skin temperature measurements. Journal of Physics E: Scientific Instruments, 1972, No. 9, pp. 869—876.
16. Sankey D. A.: Outdoor temperature, humidity, wind speed and wind direction are displayed on a panel. Scientific American, 1972, June pp. 122—124, 127—128.
17. Fenelon A. R., McDonald R. D.: Method of recording l.f. data on a standard tape recorder using p.w.m. techniques. Electronic Engineering, 1968, March, pp. 145—149.
18. Kempe N., Fischer H.-J.: Adaptionsgerät. MBA zur Speicherung digitaler Signale auf einem Tonbandgerät. Radio-Fernsehen-Elektronik, 1973, Nr. 16, S. 517—521.
19. Osborne J. M.: Receiving Weather Pictures from Satellites. Wireless World, 1971, October, pp. 464—469, November pp. 537—539.
20. Hoever J., Sömmer G.: Der Amateur-Empfang von Wettersatelliten-Bildern. Funktechnik, 1969, Nr. 17, S. 671, 674.

9 Układy impulsowe

W rozdziale zostały omówione wybrane przykłady realizacji podstawowych układów impulsowych, jak multiwibratory, przerzutniki i generatory impulsów oraz niektóre zastosowania bardziej złożonych układów, ze szczególnym uwzględnieniem układów cyfrowych rodziny TTL i CMOS.

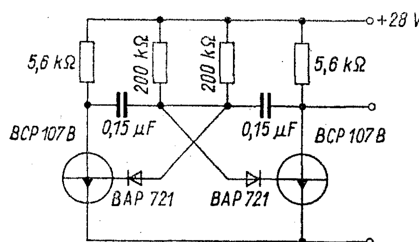
9.1 Multiwibrator z dużym napięciem zasilania

W typowym układzie multiwibratora kondensatory sprzęgające ładują się do napięcia bliskiego napięciu zasilania. Na bazie tranzystora nieprzewodzącego to napięcie występuje w kierunku zaporowym. Dopuszczalna wartość napięcia zaporowego złącza baza-emiter tranzystorów krzemowych wynosi zwykle około 5 V, co powoduje zakłócenia w pracy multiwibratora zasilanego wyższym od tej wartości napięciem, a przy odpowiednio dużej energii zgromadzonej w kondensatorze może doprowadzić do zniszczenia tranzystora. Tę trudność można usunąć stosując układ przedstawiony na rys. 9-1, w którym kondensatory sprzęgające są ładowane tylko do części napięcia zasilania, wyznaczonej przez dzielnik w obwodzie kolektora. Amplituda napięcia wyjściowego jest przy tym równa napięciu zasilania, ale okres rozładowania kondensatorów jest krótszy niż w przypadku ich ładowania do pełnej wartości napięcia, co zmusza do stosowania większych wartości pojemności.



Rys. 9-1. Układ multiwibratora z dzielnikami napięcia w obwodzie kolektorów

Układ z rys. 9-2 jest pozbawiony tej wady. Przy ujemnym napięciu na końcówce kondensatora bliższej bazy nie przewodzi dioda włączona w szereg z bazą, zabezpieczając tranzystor i umożliwiając lepsze wykorzystanie stałej czasowej, wyznaczającej okres multiwibratora. Dodatkową zaletę układu stanowi oddzielenie obwodu wyznaczającego czas od bazy, co umożliwia zabezpieczenie kondensatorów przed rozładowaniem prądem bazy.



Rys. 9-2. Układ multiwibratora z diodami zabezpieczającymi bazy tranzystorów przed napięciem ujemnym

9.2 Multiwibrator precyzyjny sterowany napięciem (Sécheron)

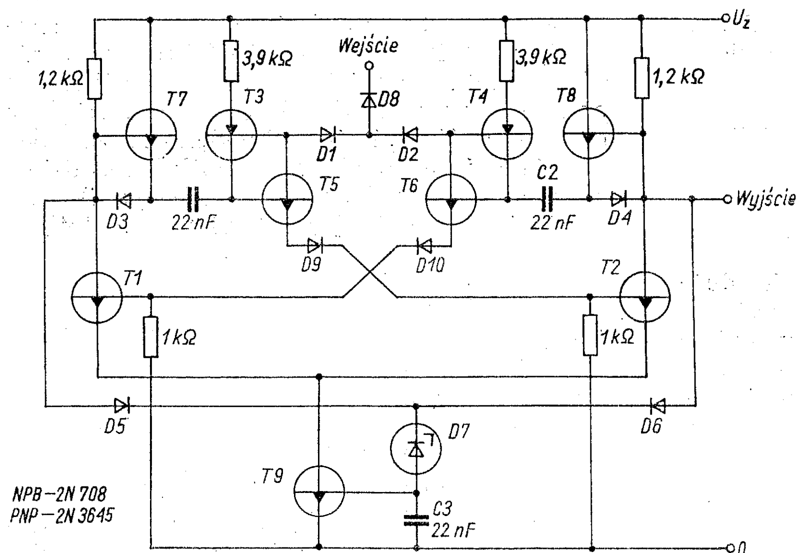
Układ przedstawiony na rys. 9-3 służy do wytwarzania stabilnego przebiegu o częstotliwości około 30 kHz, sterowanego w granicach 300 Hz napięciem stałym od −6 do +6 V w tyrystorowej przetwornicy częstotliwości firmy Sécheron. Tranzystory *T2* i *T3* tworzą zasadniczy układ multiwibratora o częstotliwości zmienianej w niewielkich granicach przez sterowanie prądu rozładowania kondensatorów tranzystorem *T1*. Zastosowanie precyzyjnych rezystorów i kondensatorów oraz stabilizowanych napięć zasilających umożliwia uzyskanie bardzo dużej stabilności częstotliwości, co jest istotne w tym zastosowaniu. Diody *D1, D2, D3* oraz tranzystory *T4, T5* tworzą układ pomocniczy, zapewniający rozruch multiwibratora. Przy powolnym narastaniu napięć zasilających i symetrycznej budowie układu mogłoby się zdarzyć, że oba tranzystory multiwibratora równocześnie zostaną nasycone i pozostaną w tym stanie. Jeżeli tranzystory *T2* i *T3* są nasycone, na ich kolektorach panuje napięcie −12 V, wskutek czego nie mogą przewodzić diody *D1* i *D2*, tranzystor *T4* jest pozbawiony sygnału sterującego, zaś tranzystor *T5* zostaje nasycony, łącząc bazę tranzystora *T3* z ujemnym napięciem zasilającym. Powoduje to odcięcie tranzystora *T3*, na jego kolektorze pojawia się napięcie bliskie zeru i zaczyna prze-

Rys. 9-3. Schemat precyzyjnego multiwibratora sterowanego napięciem

wodzić dioda *D1*, powodując przewodzenie tranzystora *T4* i odcięcie tranzystora *T5*. W następnej połowie okresu przewodzi dioda *D2*, a kondensator 220 pF zapewnia polaryzację bazy tranzystora *T4* podczas przełączania tranzystorów *T2* i *T3*. Rezystor zmienny 200 Ω wspólny dla kolektorów obu tranzystorów tworzących multiwibrator umożliwia dokładne ustawienie częstotliwości. Tranzystory *T6* i *T7* oddzielają układ multiwibratora od obciążenia i przesuwają poziom przebiegu wyjściowego.

9.3 Multiwibrator sterowany napięciem [1]

Rozbudowa konwencjonalnego układu multiwibratora sterowanego napięciem umożliwia rozciągnięcie zakresu płynnej zmiany częstotliwości na wartości od 1 Hz do 12 kHz. W układzie przedstawionym na rys. 9-4 tranzystory *T1* i *T2* tworzą podstawowy układ multiwibratora. Tranzystory *T3* i *T4* stanowią generatory prądu, sterowane napięciem na ich bazach, doprowadzonym przez diody *D1* i *D2*. Napięcie sterujące może się zmieniać począwszy od poziomu równego napięciu zasilającemu (czemu odpowiada minimalna wartość częstotliwości) do około 2 V, dla którego częstotliwość ma wartość maksymalną. Działanie układu rozpatrzymy od chwili, w której tranzystor *T1* jest nasycony. Kondensator *C1* jest wówczas naładowany do pełnej wartości napięcia zasilania w takim kierunku, że na jego prawym biegunie panuje napięcie ujemne, co powoduje odcięcie tranzystorów *T5* i *T2*. Dioda *D9* zabezpiecza bazy tych tranzystorów przed przekroczeniem dopuszczalnej wartości napięcia złącza baza-emiter. Prąd płynący przez tranzystor *T3* powoduje wzrost napięcia na prawym biegunie kondensatora *C1*. Gdy napięcie w tym punkcie osiągnie niewielką wartość dodatnią, zaczynają przewodzić tranzystory *T5* i *T2*, a odcięte zostają tranzystory *T6* i *T1*. Tranzystor *T5* tworzy z tranzystorem *T3* układ przełącznika sterowanego; przewodzenie *T5* powoduje reakcyjne nasycenie tranzystora *T3*, przez co rośnie prąd bazy tranzystora *T2*, zapewniając jego szybkie nasycenie. Kondensator *C1* ładuje się przez małą impedancję złącza baza-emiter tranzystorów *T5*, *T2* i przez tranzystor *T7*. Rola tego ostatniego polega na zmniejszaniu impedancji obszaru kolektor-emiter pod wpływem początkowego prądu ładowania, płynącego przez rezystor kolektorowy tranzystora *T1* i diodę *D3*; bez tego tranzystora ładowanie kondensatora trwałoby dłużej, a przepływ prądu ładowania przez rezystancję obciążenia powodowałby pogorszenie kształtu napięcia wyjściowego. Układ złożony z diod *D5*, *D6*, *D7*

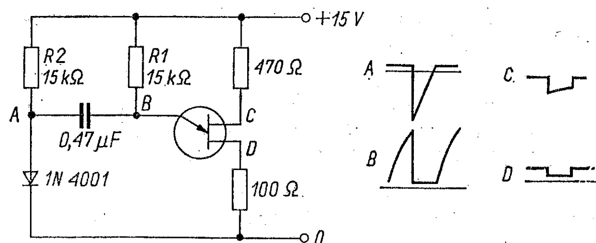


Rys. 9-4. Multiwibrator sterowany napięciem o częstotliwości wyjściowej od 1 Hz do 12 kHz [1]

i tranzystora *T9* nie dopuszcza do osiągnięcia stanu stabilnego, w którym nasycone są równocześnie tranzystory *T1* i *T2*.

9.4 Multiwibratory z tranzystorami jednozłączowymi

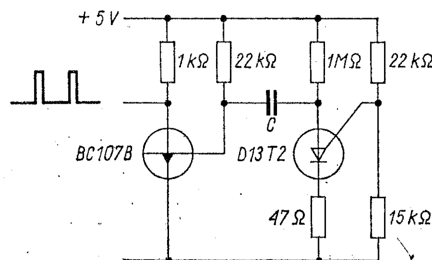
W najprostszym układzie generatora impulsów z tranzystorem jednozłączowym ładowanie kondensatora odbywa się przez rezystor zewnętrzny, a jego rozładowanie — przez znacznie mniejszą rezystancję przewodzącego tranzystora i rezystora ograniczającego prąd, który często bywa pomijany. Dodanie diody i rezystora *R2*, jak na rys. 9-5, umożliwia otrzymanie prze-



Rys. 9-5. Generator impulsów prostokątnych z tranzystorem jednozłączowym

biegu prostokątnego o współczynniku wypełnienia bliskim 0,5. Przy nieprzewodzącym tranzystorze jednozłączowym, kondensator ładuje się przez rezystor *R1* i diodę. Gdy napięcie na nim osiągnie wartość zapłonową, impedancja między emiterem i bazą pierwszą maleje i kondensator rozładowuje się przez rezystor *R2*. Dioda przy tym nie przewodzi, bo na jej anodzie panuje napięcie ujemne. Wadę tego układu stanowi fakt, że przebieg prostokątny na każdej z baz tranzystora jednozłączowego ma amplitudę znacznie mniejszą od napięcia zasilania.

Uzupełnienie układu tranzystorem bipolarnym (rys. 9-6) umożliwia uzyskanie przebiegu impul-



Rys. 9-6. Generator impulsów prostokątnych o amplitudzie bliskiej napięciu zasilania

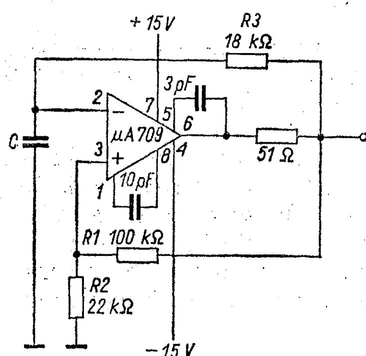
sowego o amplitudzie bardzo zbliżonej do wartości napięcia zasilającego. Zastosowanie programowanego tranzystora jednozłączowego umożliwia działanie układu przy napięciu wynoszącym 5 V, a więc znacznie mniejszym od napięcia wymaganego przez konwencjonalny tranzystor jednozłączowy. Napięcie ujemne na bazie tranzystora bipolarnego osiąga wartość równą napięciu zasilania, przy większych wartościach tego napięcia złącze baza-emiter powinno być zabezpieczone diodą włączoną w szereg z bazą.

Tranzystory jednozłączowe są dogodne do wytwarzania krótkich impulsów o łatwo zmienianej częstotliwości powtarzania, ale trudnym do kontrolowania kształcie, dlatego dobre wyniki daje połączenie generatora jednozłączowego z tranzystorowym przerzutnikiem, który zapewnia bardzo dobry kształt impulsów oraz ich dużą amplitudę. Zaletą takiego połączenia jest

możliwość stosowania tylko jednego kondensatora, również do wytwarzania przebiegu niesymetrycznego.

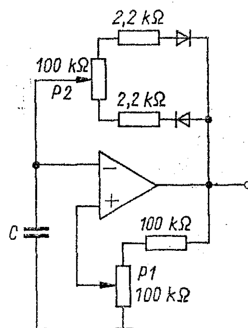
9.5 Generatory relaksacyjne ze wzmacniaczem operacyjnym

Wejście różnicowe o dużej impedancji, duże wzmocnienie i stałość poziomu napięcia wyjściowego przy nasyceniu sprawiają, że wzmacniacz operacyjny nadaje się dobrze do realizacji prostych układów generatorów relaksacyjnych. Najprostszy układ (rys. 9-7) zawiera oprócz



Rys. 9-7. Prosty układ generatora przebiegu prostokątnego o częstotliwości akustycznej

wzmacniacza trzy rezystory, *R1* do *R3* i kondensator *C*. Pozostałe kondensatory służą do kompensacji charakterystyki częstotliwościowej, natomiast rezystor 51 Ω ogranicza prąd wyjściowy do wartości bezpiecznej dla wzmacniacza. Te dodatkowe elementy nie są potrzebne w przypadku zastosowania wzmacniacza z wewnętrzną kompensacją i zabezpieczonego przed zwarciem np. typu µA 741. Układ generatora spełnia funkcje integratora, komparatora i przerzutnika. Przebieg wyjściowy ma kształt prostokątny o amplitudzie i symetrii napięcia zależnej od właściwości wzmacniacza. Załóżmy, że napięcie na wyjściu wzmacniacza jest dodatnie. Część tego napięcia zostaje doprowadzona do wejścia nieodwracającego. Napięcie na kondensatorze *C* rośnie wykładniczo do wartości równej napięciu istniejącemu na wejściu nieodwracającym; wówczas gdy wzmacniacz przechodzi do nasycenia przy ujemnym napięciu wyjściowym, na wejściu nieodwracającym występuje część tego napięcia, a kondensator zaczyna się przeładowywać od napięcia dodatniego do ujemnego o tej samej wartości i proces przebiega od nowa w odwrotnym kierunku. Pomijając wewnętrzną budowę wzmacniacza, można stwierdzić, że układ generatora jest bardzo prosty, a te same elementy wyznaczają długość obu części okresu. Należy zwrócić uwagę na to, że okres zależy nie tylko od wartości *R3* i *C*, ale również od stosunku podziału napięcia wyjściowego przez rezystory *R1*, *R2*, które wyznaczają końcową wartość napięcia na kondensatorze. Modyfikacja opisanego układu umożliwia oddzielne ustawianie częstotliwości i współczynnika wypełnienia (rys. 9-8). Do ustawiania częstotliwo-

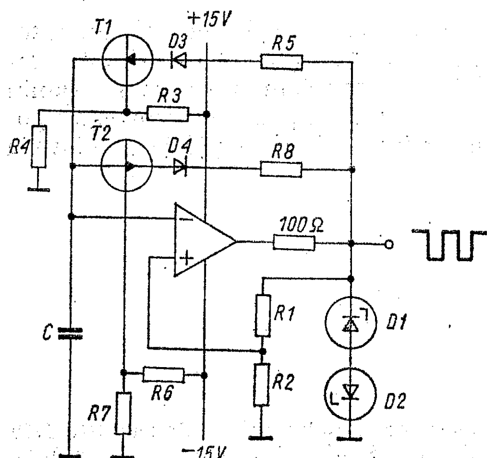


Rys. 9-8. Układ generatora, umożliwiający oddzielne ustawienie częstotliwości wyjściowej i współczynnika wypełnienia

ści służy potencjometr *P1*. Drogi ładowania kondensatora w obie strony zostały rozdzielone przy użyciu diod; potencjometr *P2* umożliwia różnicową zmianę rezystancji obu gałęzi, a tym samym zmianę stosunku długości impulsów dodatnich do długości ujemnych.

Generatory tego typu wykazują bardzo dużą niezależność częstotliwości od napięcia zasilającego. Źródłem błędu temperaturowego jest prąd wejściowy wzmacniacza, a także zmiana wartości parametrów elementów zewnętrznych. Zakres częstotliwości ogranicza od góry prędkość narastania napięcia wyjściowego, natomiast czynnikiem ograniczającym od dołu częstotliwość drgań jest prąd wejściowy. Dla zwiększenia stabilności ładowanie kondensatora powinno się kończyć na stromej części krzywej, to znaczy długość impulsu nie powinna przekraczać dwóch stałych czasowych.

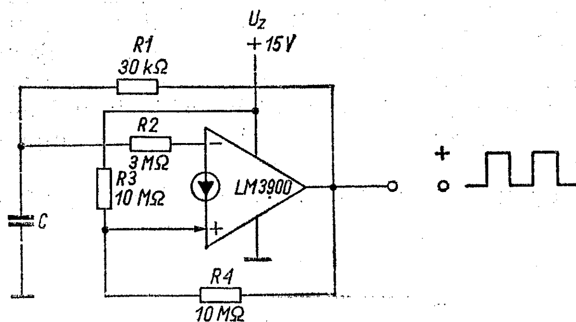
Na rysunku 9-9 przedstawiono udoskonalony układ generatora, w którym zastosowano zewnętrzne ograniczenie napięcia wyjściowego przy użyciu diod stabilizacyjnych *D1* i *D2* oraz stabilizację prądu ładowania kondensatora przez tranzystory *T1* i *T2*, z których każdy przewodzi w jedną stronę, określoną kierunkiem włączenia diod *D3* i *D4*. Wartość prądu ładowania wyznaczają wartości rezystorów *R3*, *R4*, *R5* dla jednego kierunku i *R6*, *R7*, *R8* dla drugiego. Dzięki zastosowaniu stałego prądu ładowania przebieg napięcia na kondensatorze ma kształt trójkątny, a nie wykładniczy jak w poprzednich układach. Dodanie drugiego wzmacniacza, pracującego jako transformator impedancji, umożliwia wykorzystanie tego układu jako źródła napięcia trójkątnego. Niektóre typy wzmacniaczy umożliwiają dostęp do baz stopnia wyjściowego;



Rys. 9-9. Precyzyjny generator relaksacyjny z zewnętrznym ograniczeniem napięcia i stabilizacją prądu ładowania

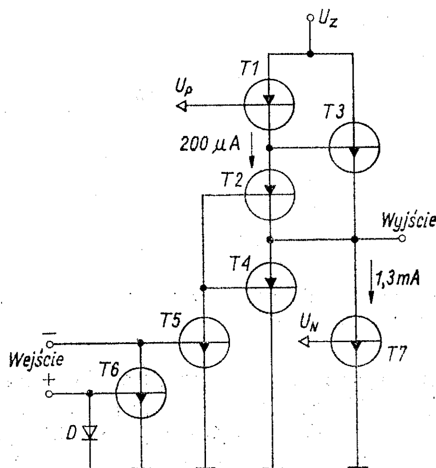
włączenie diod stabilizacyjnych w tym miejscu zmniejsza poziom mocy, przy którym występuje obcinanie i umożliwia lepsze wykorzystanie wzmacniacza, a także zmniejszenie impedancji wyjściowej.

W układzie generatora relaksacyjnego, pokazanym na rys. 9-10, znalazł zastosowanie specjal-



Rys. 9-10. Układ generatora relaksacyjnego ze „wzmacniaczem Nortona" (National Semiconductor)

ny typ wzmacniacza operacyjnego, przeznaczony do zasilania z jednego źródła napięcia. Układ odzwierciedla specjalne cechy wzmacniacza przedstawionego schematycznie na rys. 9-11. Ze względu na użycie tylko jednego źródła zasilania napięcie wyjściowe może być tylko dodatnie lub zerowe. Przy zerowym napięciu wyjściowym zmiana stanu wzmacniacza nastąpi wówczas, gdy wartość prądu płynącego przez rezystor *R2* będzie równa wartości prądu płynącego do wejścia nieodwracającego przez rezystor *R3*. Wpływ *R4* można pominąć ze względu na to, że napięcie na nim jest znacznie mniejsze, niż na *R3*. Dolna wartość progowa napięcia wynosi zatem $U_Z R2/R3$. Górną wartość progową można wyznaczyć przyjmując, że napięcie wyjściowe jest równe napięciu zasilania,

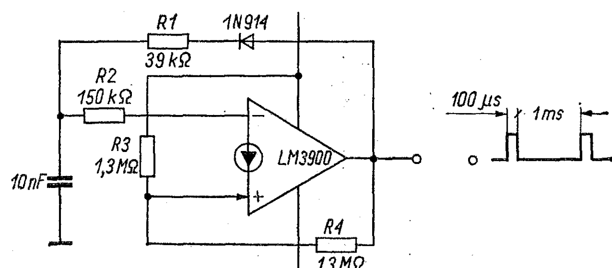


Rys. 9-11. Uproszczony schemat wewnętrzny 1/4 układu LM 3900

co odpowiada równoległemu połączeniu rezystorów *R3* i *R4*. Równość prądów obu wejść wystąpi przy napięciu $U_Z R2/(R3\|R4)$. Dla wartości podanych na rysunku napięcia progowe wynoszą odpowiednio 1/3 i 2/3 wartości napięcia zasilającego.

Wzmacniacz typu LM3900 tak istotnie różni się od układów klasycznych, że zasługuje przynajmniej na pobieżne omówienie. Bardziej obszerne informacje znajdzie Czytelnik w literaturze [2]. Układ zawiera cztery jednakowe wzmacniacze w jednej obudowie, przeznaczone do zastosowań, w których mamy do dyspozycji tylko jedno źródło zasilania o napięciu w granicach od 4 do 36 V, a równocześnie jest potrzebne wejście różnicowe i charakterystyka przechodząca przez punkt zerowy. Wejście różnicowe zostało stworzone przez dodanie do wejścia odwracającego układu „zwierciadła prądowego", złożonego z tranzystora *T6* i diody *D*. W klasycznym wzmacniaczu różnicowym napięcie wyjściowe jest funkcją różnicy napięć istniejących na obu wejściach. We wzmacniaczu Nortona napięcie wyjściowe stanowi funkcję różnicy prądów wejściowych. Tranzystory *T1* i *T7* tworzą źródła prądowe. Pierwszy zwiększa wzmocnienie stopnia wejściowego, drugi stanowi ujście dla prądu tranzystora wyjściowego, sprowadzającym napięcie wyjściowe do zera przy braku sygnału sterującego tranzystor *T3*. Tranzystor *T2* dostarcza dodatkowego wzmocnienia, potrzebnego dla zmniejszenia prądu wejściowego bez zwiększania spadków napięć na wejściu lub wyjściu. Tranzystor *T4* bocznikuje tranzystor *T7* przy dużym poziomie sygnału, sprowadzając pracę wzmacniacza do klasy B.

Inna wersja generatora relaksacyjnego ze wzmacniaczem LM3900 (rys. 9-12) umożliwia otrzymywanie krótkich impulsów o czasie na-

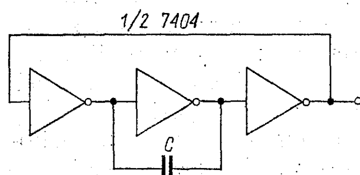


Rys. 9-12. Generator impulsów ze wzmacniaczem LM 3900 (National Semiconductor)

rastania ograniczonym od dołu prędkością narastania napięcia wyjściowego wzmacniacza, która dla tego typu wynosi 0,5 V/μs. Dioda oddziela obwód ładowania przez rezystor *R1* od obwodu rozładowania przez rezystor *R2* i wejście odwracające.

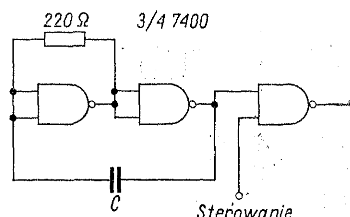
9.6 Generatory impulsowe z układami TTL

W urządzeniach z układami scalonymi rodziny TTL przebiegi zegarowe są często generowane przez proste układy relaksacyjne, wykorzystujące wzmocnienie inwerterów i bramek. Jak widać z przykładu pokazanego na rys. 9-13, pod-



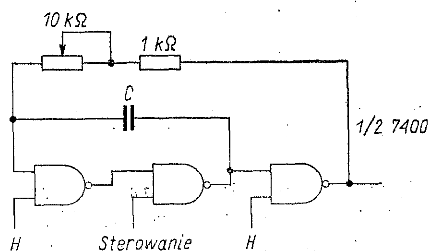
Rys. 9-13. Najprostszy układ generatora impulsowego, wykorzystujący 3 inwertery (1/2 układu SN 7404). Częstotliwość określa tylko jeden element zewnętrzny

stawową zaletę takiego generatora stanowi prostota. Oprócz układu scalonego (połowa sześciokrotnego inwertera typu SN 7404) jest potrzebny tylko jeden element — kondensator. Jego pojemność określa częstotliwość według przybliżonej zależności 0,3 μF/kHz⁻¹. Wpływ na częstotliwość mają wewnętrzne parametry inwerterów, dlatego wymiana układu scalonego i zmiany temperatury mogą dość znacznie zmieniać wartość częstotliwości. Zmiany napięcia zasilającego mają znaczenie drugorzędne, gdyż w układach TTL nie może ono się zmieniać w szerokich granicach. Przebieg wyjściowy generatora odpowiada normie systemu TTL, a obciążalność wyjścia można łatwo zwiększyć do 30 jednostek przez wykorzystanie pozostałych trzech inwerterów znajdujących się w tej samej obudowie. Bardzo popularnym elementem jest poczwórna bramka NAND o dwóch wejściach. W generatorze z układem SN 7400 (rys. 9-14) rezystor łączący wejście z wyjściem pierwszej bramki zmniejsza wartość napięcia wejściowego, potrzebną dla zmiany stanu wyjścia i ułatwia



Rys. 9-14. Generator impulsowy z układem SN 7400. Trzecia bramka umożliwia niesynchroniczne kluczowanie przebiegu wyjściowego

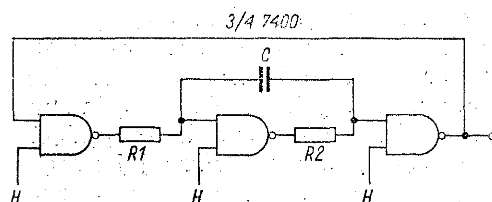
osiągnięcie nasycenia przy małym sygnale wejściowym. Trzecia bramka umożliwia niesynchroniczne kluczowanie przebiegu wyjściowego. Nawet gdy ta cecha nie jest wymagana, jest pożądane pozostawienie trzeciej bramki w układzie generatora dla zapewnienia dobrego kształtu impulsów wyjściowych; wejście sterujące powinno przy tym być połączone z poziomem *H*. Można to zrealizować np. przez połączenie go przez rezystor 1 kΩ z napięciem zasilania. Przy niezbyt dużej częstotliwości i dopuszczeniu większego czasu narastania impulsów wejście może pozostać niepołączone. Można również połączyć oba wejścia trzeciej bramki równolegle, co wpłynie na częstotliwość i kształt impulsów.
Następny układ (rys. 9-15) umożliwia płynną



Rys. 9-15. Układ generatora ze zmienianą płynnie częstotliwością impulsów

zmianę częstotliwości. Kondensator *C* jest na przemian ładowany i rozładowywany przez rezystory. Bramki zmieniają stan, gdy napięcie na wejściu pierwszej lub trzeciej osiągnie wartość progową. Ponieważ stałe czasowe dla obu części okresu są w przybliżeniu równe, długość impulsu jest zbliżona do długości przerwy.
Układ wyobrażony na rys. 9-16 umożliwia oddzielne ustalanie długości impulsu i przerwy za pomocą rezystorów *R1* i *R2*. Ich wartość nie powinna przekraczać kilkuset omów. Oprócz ele-

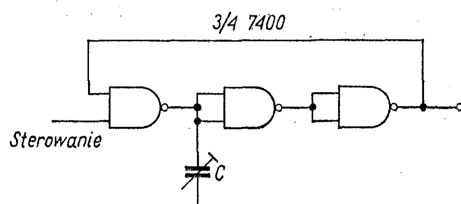
mentów zewnętrznych, ograniczenie częstotliwości i długości impulsów wynika z czasu propagacji bramek, zastosowanych w układzie generatora. Jego wartość zależy od typu i egzem-



Rys. 9-16. Układ generatora z rezystorami umożliwiającymi oddzielne ustawianie długości impulsu i przerwy

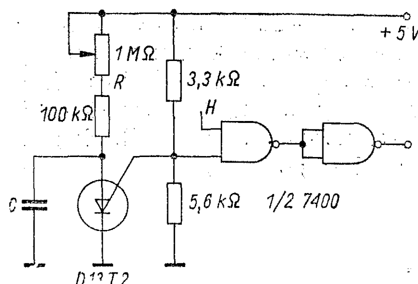
plarza układu scalonego. Typową wartość stanowi 7 ns dla przejścia *H-L* i 11 ns dla przejścia *L-H*.

Sumowanie czasów propagacji trzech bramek zostało wykorzystane w układzie generatora pokazanym na rys. 9-17. Kondensator o pojemno-



Rys. 9-17. Układ generatora wykorzystującego sumowanie czasów propagacji kaskadowego połączenia bramek

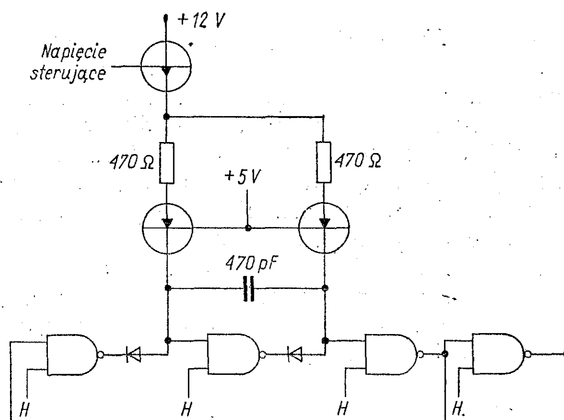
ści kilkudziesięciu pikofaradów umożliwia zmniejszenie częstotliwości impulsów i jej zmianę w niewielkich granicach. Generator pracuje, gdy na wejściu sterującym występuje poziom *H*. Kondensator można pominąć, a częstotliwość zmieniać przez zmianę liczby włączonych bramek, pamiętając, że musi to być liczba nieparzysta. Prąd wejściowy przy poziomie *L*, który wynosi typowo 1 mA przy napięciu 0,4 V, utrudnia uzyskanie długich okresów w generatorach z układami TTL. To ograniczenie można ominąć przez wprowadzenie do układu generatora dodatkowego przyrządu półprzewodnikowego o małym prądzie wejściowym. W układzie z rys. 9-18 został zastosowany programowany tranzystor jednozłączowy. Zwiększenie wartości rezystora *R* do kilkunastu megaomów i użycie kondensatora tantalowego o pojemności kilkuset mikrofaradów przy małej upływności umożliwia uzyskanie długości okresu dochodzącej do godziny. Bramki służą w tym układzie jedynie do formowania kształtu impulsów i zwiększenia obciążalności wyjścia. Wówczas gdy jest wymagany symetryczny kształt przebiegu wyjściowe-



Rys. 9-18. Przykład generatora impulsów, umożliwiającego uzyskanie bardzo małych częstotliwości

go, bramki można zastąpić przerzutnikiem typu T.

Generator z rys. 9-19 umożliwia płynną zmianę częstotliwości w granicach od 1 do 15 MHz, sterowaną napięciem. Prąd do obu okładek kon-



Rys. 9-19. Generator z bramkami TTL, sterowany napięciem [3]

densatora płynie ze źródeł stabilizowanych tranzystorami. Wartość prądu jest sterowana przez zmianę napięcia zasilającego emitery tranzystorów. Dla zmniejszenia obciążenia źródła napięcia sterującego wprowadzono wtórnik emiterowy. Diody germanowe izolują źródła prądowe od wyjścia pierwszej i drugiej bramki, aby nie dopuścić do ładowania kondensatora napięciem wyjściowym bramki przy poziomie *H*.

9.7 Generatory kwarcowe do sterowania układów TTL

Od źródła częstotliwości zegarowej dla układów TTL często wymaga się stabilności większej, niż ją może zapewnić generator relaksacyjny. W takich przypadkach wprowadzenie kwarcu do prostego układu generacyjnego, np. pokazanego na rys. 9-14, umożliwia uzyskanie dużej stałości częstotliwości przy bardzo prostej bu-

dowie generatora (rys. 9-20). Poprawna praca układu wymaga zastosowania kwarcu pracującego w rezonansie szeregowym z małą impedancją. Kondensator szeregowy umożliwia dokładne ustawienie częstotliwości w niewielkich granicach; jeżeli to nie jest potrzebne, kondensator

Rys. 9-20. Prosty układ generatora kwarcowego

można opuścić, zmniejszając liczbę elementów do dwóch. Trzecia bramka umożliwia kluczowanie generatora. Ze względu na dużą dobroć rezonatora kluczowanie nie może się odbywać bezpośrednio w obwodzie generatora. Dodatkowa bramka jest wymagana także dla zapewnienia właściwego kształtu przebiegu wyjściowego. Przez wstępną polaryzację obu bramek objętych pętlą sprzężenia zwrotnego można przesunąć punkt pracy umożliwiając poprawną pracę także z kwarcem o stosunkowo dużej impedancji szeregowej (rys. 9-21).

Rys. 9-21. Układ generatora o dwóch bramkach spolaryzowanych wstępnie, zapewniający pracę z kwarcem o mniejszej aktywności

W układzie generatora firmy Heathkit (rys. 9-22) sprzężenie wejścia z wyjściem zastosowano tylko w drugiej bramce, natomiast pierwsza ma oddzielne rezystory polaryzujące wejście i wyjście.

Układ generatora, przeznaczony do pracy w pobliżu rezonansu równoległego kwarcu, przedstawiono na rys. 9-23.

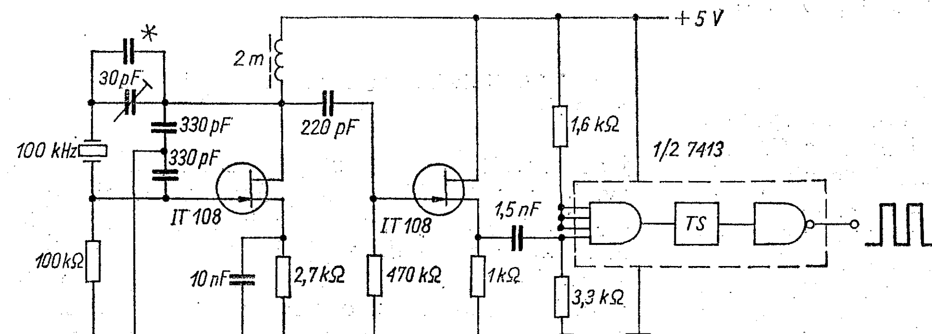
Wszystkie dotychczas opisane układy generacyjne stanowią modyfikacje generatora relaksacyjnego z rezonatorem kwarcowym zamiast kondensatora. Praca przy kształcie napięcia zbliżonym do prostokątnego utrudnia osiągnięcie dużej stałości częstotliwości. Dalsze jej zwiększenie wymaga zastosowania generatora sinusoidalnego z formowaniem napięcia sinusoidalnego na przebieg prostokątny, najczęściej przy zastosowaniu scalonego przerzutnika Schmitta, np. typu SN 7413. Przykładem takiego rozwiązania jest układ przedstawiony na rys. 9-24. Rezonator pracujący w układzie równoległym może być dostrojony do wymaganej częstotliwości przez zmianę pojemności. Wtórnik emiterowy oddzie-

Rys. 9-22. Generator kwarcowy, zastosowany w liczniku częstotliwości IB101 firmy Heathkit

Rys. 9-23. Układ generatora z kwarcem pracującym w rezonansie równoległym

Rys. 9-24. Generator tranzystorowy ze scalonym przerzutnikiem Schmitta typu 7413

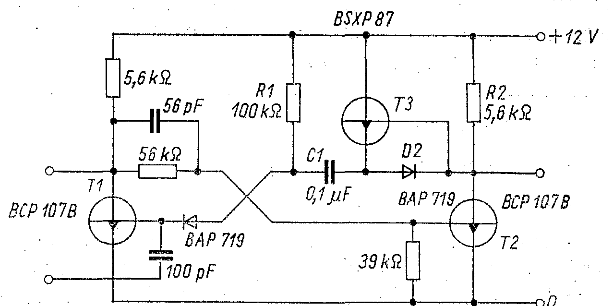
la wyjście generatora od małej impedancji układu scalonego. Rezystor kolektorowy stopnia generacyjnego dostarcza równocześnie prądu polaryzującego bazę wtórnika. Włączenie wejścia układu scalonego przez człon różniczkujący umożliwia zwiększenie jego czułości. Częstotliwość generatora nie zależy praktycznie od wartości napięcia zasilającego i od obciążenia.
W układzie pokazanym na rys. 9-25 w stopniu generatora i separatora pracują tranzystory polowe wielkiej częstotliwości. Dla zapewnienia poprawnej pracy tranzystorów przy napięciu zasilania wynoszącym 5 V jest konieczna selekcja mająca na celu wybranie egzemplarzy o liniowej charakterystyce bramkowej w zakresie małych napięć. W generatorze został zastosowany rezonator dostrojony małą pojemnością szeregową. Dzielnik pojemnościowy ma impedancję wielokrotnie mniejszą od impedancji wejściowej tranzystorów polowych, dzięki czemu ich wpływ na wartość częstotliwości jest bardzo mały. Głównym źródłem zmian częstotliwości jest wpływ temperatury na rezonator.



Rys. 9-25. Układ generatora z tranzystorami polowymi

9.8 Uniwibrator z krótkim czasem martwym

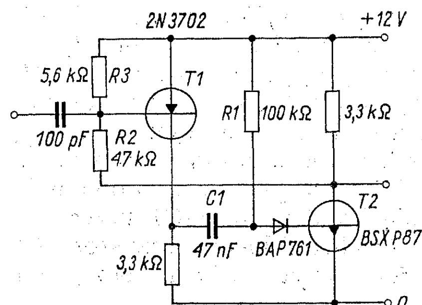
W konwencjonalnym układzie uniwibratora tranzystorowego po zakończeniu impulsu następuje ładowanie kondensatora wyznaczającego długość impulsu przez złącze baza-emiter jednego tranzystora i rezystor kolektorowy drugiego tranzystora. Przepływ prądu ładowania kondensatora przez rezystor kolektorowy jest niepożądany, ponieważ pogarsza kształt wytwarzanego impulsu, a stała czasowa procesu ładowania wyznacza czas martwy uniwibratora, to znaczy czas jaki musi upłynąć przed wyzwoleniem następnego impulsu. Wprowadzenie do układu dodatkowego tranzystora (*T3* na rys. 9-26), zapewniającego zmniejszenie impedancji obwodu ładowania, umożliwia uzyskanie współczynnika wypełnienia wynoszącego 0,99, a nawet więcej. W stanie stabilnym przewodzi tranzystor *T1*, polaryzowany prądem płynącym przez rezystor *R1*. Po odcięciu tranzystora *T1* impulsem ujemnym na jego bazie następuje regeneracyjne nasycenie tranzystora *T2*. Stan, w którym tranzystor *T1* jest odcięty, a *T2* — nasycony, trwa do chwili rozładowania się kondensatora *C1* przez rezystor *R1*. Dioda *D1* chroni bazę tranzystora *T1* przed uszkodzeniem zbyt dużym napięciem ujemnym. Gdy tranzystor *T1* ponownie zaczyna przewodzić, wówczas tranzystor *T2* — przestaje a kondensator *C1* ładuje się początkowo przez rezystor *R2*, następnie przez diodę *D2*, *D1* i nasycone złącze baza-emiter tranzystora *T1*. Spadek napięcia na diodzie *D2* powoduje włączenie tranzystora *T3*, który stwarza dodatkową drogę przepływu prądu ładowania o impedancji wielokrotnie mniejszej od rezystora *R2*. Wyzwolenie następnego impulsu może nastąpić bardzo szybko po zakończeniu poprzedniego.



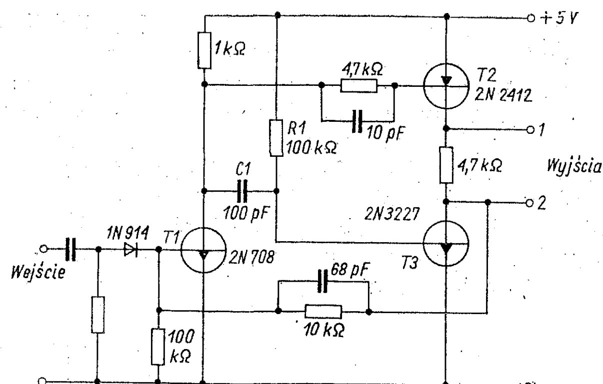
Rys. 9-26. Układ uniwibratora z krótkim czasem martwym

9.9 Uniwibrator z tranzystorami przeciwstawnymi

Zastosowanie w układzie uniwibratora tranzystorów przeciwstawnych, jak na rys. 9-27, umożliwia uzyskanie szybkiego ładowania kondensa-



Rys. 9-27. Uniwibrator z tranzystorami przeciwstawnymi



Rys. 9-28. Uniwibrator z małym prądem spoczynkowym [4]

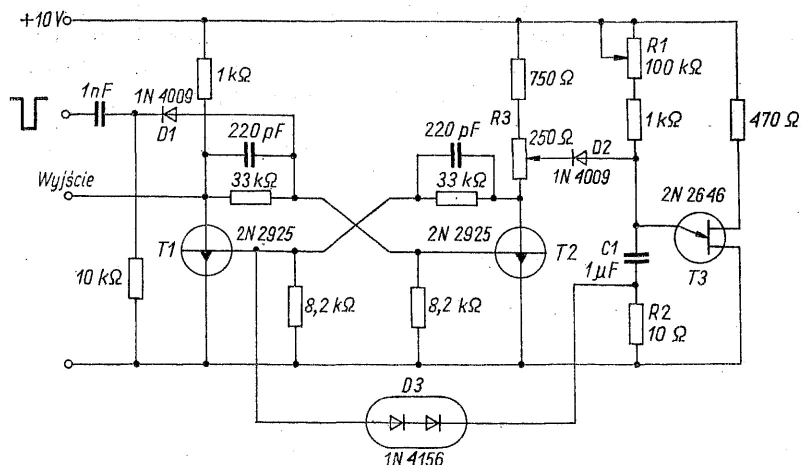
tora bez potrzeby wprowadzania trzeciego tranzystora. W stanie spoczynku oba tranzystory przewodzą. Lewa okładka kondensatora *C1* jest przy tym połączona z biegunem dodatnim zasilania, a prawa — z punktem zerowym. Po odcięciu tranzystora *T1* impulsem dodatnim, również tranzystor *T2* przestaje przewodzić pod wpływem napięcia na kondensatorze *C1*. Rozładowanie się tego kondensatora przez rezystor *R1* znowu wprowadza oba tranzystory w stan nasycenia, a kondensator ładuje się przez tranzystor *T1*, diodę zabezpieczającą, oraz złącze baza-emiter tranzystora *T2*.

9.10 Uniwibrator z małym poborem mocy w stanie spoczynku [4]

W układach zasilanych z baterii dąży się zazwyczaj do zmniejszenia mocy pobieranej przez układ. Na rysunku 9-28 przedstawiono ekonomiczne rozwiązanie uniwibratora, w którym moc pobierana w stanie spoczynku została zmniejszona do wartości rzędu 250 μW. Tranzystory *T1* i *T2* normalnie nie przewodzą. Złącze baza-emiter tranzystora *T3* jest spolaryzowane prądem płynącym przez rezystor *R1*, ale kolektor tego tranzystora nie otrzymuje zasilania, w jego obwodzie nie występuje zatem strata mocy. Tranzystor *T3* może jednak w stanie spoczynku uniwibratora stanowić drogę dla prądu doprowadzonego do wyjścia *2*. Impuls zostaje wyzwolony przez wysterowanie tranzystora *T1* zróżniczkowanym zboczem dodatnim impulsu doprowadzonego do wejścia układu. Przewodzenie tranzystora *T1* pociąga za sobą nasycenie tranzystora *T2*, natomiast tranzystor *T3* zostaje odcięty napięciem istniejącym na kondensatorze *C1*. Wartości *C1* i *R1* wyznaczają czas trwania impulsu. Wyjście *1* cechuje mała impedancja i dodatnie napięcie w czasie trwania impulsu, natomiast wyjście *2* ma małą impedancję względem masy w czasie przerwy, kiedy występuje na nim napięcie bliskie zeru. O wartości prądu spoczynkowego decyduje wartość rezystora *R1*.

9.11 Uniwibrator z tranzystorem jednozłączowym (General Electric)

Połączenie przerzutnika z tranzystorem jednozłączowym w układzie generatora impulsów tak jak na rys. 9-29, daje układ uniwibratora o du-

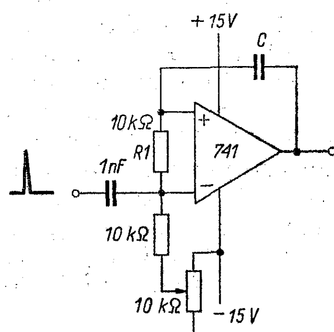


Rys. 9-29. Układ uniwibratora z tranzystorem jednozłączowym

żej stabilności, bardzo dobrym kształcie impulsu, dużym zakresie zmian długości impulsu i dużej wartości współczynnika wypełnienia. W stanie spoczynkowym nie przewodzi tranzystor *T1*, natomiast *T2* jest nasycony, sprowadzając napięcie na emiterze tranzystora jednozłączowego *T3* do niskiego poziomu. Ujemny impuls wyzwalający zmienia stan tranzystorów *T1* i *T2*, dioda *D2* przestaje przewodzić, a kondensator *C1* zaczyna się ładować przez rezystor *R1*. Zapłon tranzystora jednozłączowego powoduje pojawienie się ujemnego impulsu na rezystorze *R2*. Impuls przechodzi przez diodę *D3* do bazy tranzystora *T1*, powodując jego odcięcie i powrót układu do stanu wyjściowego. Potencjometr *R3* został użyty w celu umożliwienia skompensowania różnic parametrów zastosowanych elementów dla uzyskania jednakowego przebiegu regulacji długości impulsu rezystorem *R1*.

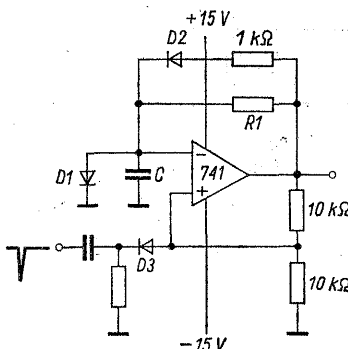
9.12 Uniwibratory ze wzmacniaczami operacyjnymi

Na rysunku 9-30 przedstawiono jeden z najprostszych układów uniwibratora ze wzmacniaczem operacyjnym. Układ pracuje poprawnie przy małych wartościach współczynnika wypełnienia. Kształt impulsu wyjściowego odbie-



Rys. 9-30. Prosty układ uniwibratora ze wzmacniaczem operacyjnym

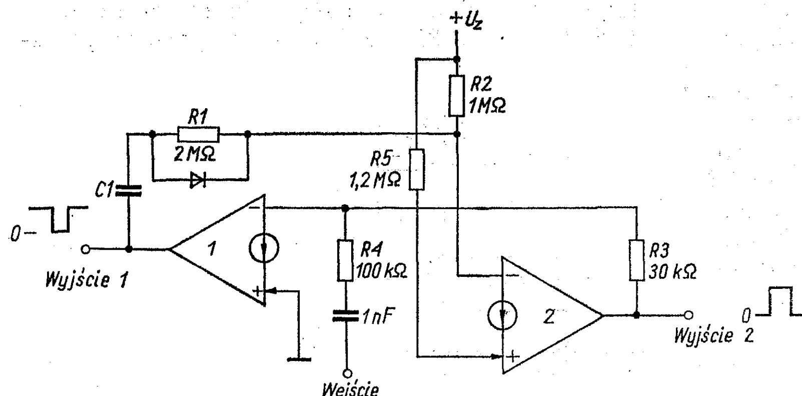
ga od idealnego wskutek ograniczonej prędkości narastania napięcia, ograniczenia prądu wyjściowego i niedoskonałego ograniczania napięcia przez wzmacniacz.
W stanie ustalonym wzmacniacz jest nasycony w kierunku dodatnim. Krótki dodatni impuls na wejściu odwracającym zmienia stan wyjścia, na którym pojawia się napięcie ujemne. Kondensator *C* został uprzednio naładowany, wskutek czego na wejściu nieodwracającym panuje napięcie ujemne rosnące przez rozładowywanie kondensatora przez rezystor *R1*. Kiedy napięcia na obu wejściach wzmacniacza staną się równe, następuje ponowna zmiana napięcia na wyjściu i kondensator *C* znowu jest ładowany prądem wyjściowym wzmacniacza. Stała czasowa ładowania jest w przybliżeniu równa stałej czasowej rozładowania, co wprowadza ograniczenie na czas martwy uniwibratora. Długość impulsu jest sterowana ujemnym napięciem polaryzującym; zamiast potencjometru można do tego celu wykorzystać napięcie zewnętrzne.
Układ z rys. 9-31 różni się od poprzedniego za-



Rys. 9-31. Uniwibrator z krótkim czasem powrotu

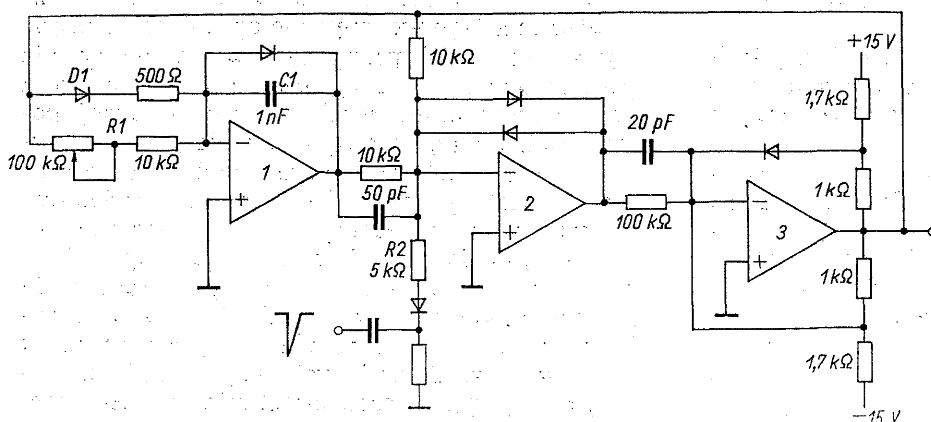
mianą wejść, co pociągnęło za sobą zmianę pozycji elementów *R1* i *C*. W stanie spoczynkowym na wyjściu panuje dodatnie napięcie nasycenia. Wyzwalanie odbywa się impulsem ujemnym na wejściu nieodwracającym, które jest spolaryzowane połową napięcia nasycenia. Dioda *D1* ogranicza napięcie dodatnie, normalnie panujące na kondensatorze *C* do wartości około 0,6 V. Po zmianie stanu wyjścia kondensator ładuje się przez rezystor *R1* napięciem ujemnym. Gdy to napięcie osiągnie połowę napięcia nasycenia, kończy się impuls, a kondensator przeładowuje się przez diodę *D2* i rezystor szeregowy, ze stałą czasową znacznie mniejszą niż poprzednio. Rezystor szeregowy, służący do ograniczania prądu może być pominięty przy zastosowaniu wzmacniacza typu 741 ze względu na jego wewnętrzne ograniczenie prądu wyjściowego. W przypadku wzmacniaczy nie podlegających temu ograniczeniu, a zwłaszcza przy zastosowaniu kondensatorów o dużej pojemności, zewnętrzne ograniczenie jest konieczne, chociaż zwiększa ono czas martwy uniwibratora. Stałość parametrów impulsu wyjściowego zależy od charakterystyki ograniczania napięcia wyjściowego i może być poprawiona przez zastosowanie zewnętrznego ograniczania za pomocą symetrycznej diody Zenera, albo pojedynczej diody Zenera włączonej przez mostek prostowniczy. Ograniczanie napięcia diodą zewnętrzną pogarsza czas narastania impulsu i czę-

stotliwość pracy wskutek wpływu pojemności złącza i magazynowania ładunków.
Zastosowanie wzmacniaczy operacyjnych z wejściem różnicowym prądowym ilustruje układ firmy National Semiconductor (rys. 9-32). Układ jest zasilany z jednego źródła napięcia, dlatego napięcie wyjściowe może być tylko zerowe lub dodatnie. Dwa wyjścia umożliwiają wykorzystanie dodatnich impulsów lub dodatniego napięcia spoczynkowego. W stanie spoczynkowym na wyjściu wzmacniacza *2* panuje napięcie zerowe, ponieważ wartość rezystora *R2* jest mniejsza od wartości rezystora *R5*. Do wejścia odwracającego wzmacniacza *1* nie płynie przy tym prąd przez rezystor *R3*, a na jego wyjściu panuje napięcie bliskie napięciu zasilania. Impuls prądu płynącego przez kondensator *C2* wywołuje zmianę stanu wzmacniacza *1*, a zmniejszenie się napięcia na jego wyjściu wysterowuje przez kondensator *C1* wzmacniacz *2*. Ten stan trwa dopóty, dopóki kondensator rozładowuje się przez rezystor *R1*, pozbawiając wejście wzmacniacza *2* prądu płynącego przez rezystor *R2*. Gdy prąd wejścia odwracającego wzmacniacza *2* ponownie przewyższy poziom prądu wejścia nieodwracającego układ wraca do stanu spoczynkowego.



Rys. 9-32. Układ uniwibratora z dwoma wzmacniaczami LM 3900 (National Semiconductor)

Dioda, włączona równolegle do rezystora *R1*, umożliwia szybkie naładowanie kondensatora dla uzyskania dużej wartości współczynnika wypełnienia.
Zastosowanie trzech wzmacniaczy operacyjnych, jak w układzie firmy Burr-Brown Research Corporation (rys. 9-33), umożliwia łatwe uzyskanie szerokiego zakresu zmienności długości impulsu, jego dobrego kształtu i dużego współczynnika wypełnienia, a także umożliwia zmianę czułości na impulsy wyzwalające. W stanie spoczynkowym na wyjściu układu panuje napięcie +10 V. Wyjścia wzmacniaczy *1* i *2* mają w tym stanie napięcie −0,6 V, ze względu na diody w obwodzie sprzężenia zwrotnego. Ujemny impuls wyzwalający o amplitudzie odpowiadającej wartości rezystora *R2* (1 V na 1 kΩ) powoduje zmianę znaku napięcia na wyjściu wzmacniacza *2* i *3*. Napięcie − 10 V na wyjściu wzmacniacza *3* powoduje narastanie napięcia na wyjściu wzmacniacza *1* od −0,6 do +10 V wskutek całkowania impulsu wyjściowego przez wzmacniacz ze sprzężeniem zwrotnym z elementami *R1*, *C1*. Gdy napięcie na wyjściu integratora osiągnie wartość +10 V, wzmacniacz *2* pełniący rolę komparatora, ponownie zmienia stan wyjścia do

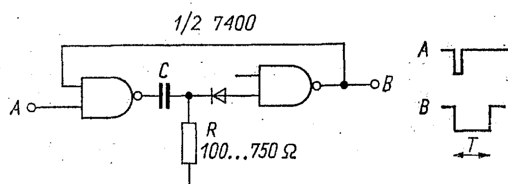


Rys. 9-33. Układ uniwibratora z trzema wzmacniaczami operacyjnymi. Wszystkie wzmacniacze typu 3402 firmy Burr-Brown

napięcia −0,6 V, czemu towarzyszy przeskok napięcia wyjściowego wzmacniacza *3* do poziomu +10 V. Dioda *D1* powoduje to, że stała czasowa integratora jest znacznie mniejsza dla malejących napięć, niż dla rosnących, co umożliwia uzyskanie dużej wartości współczynnika wypełnienia. Rezystor 500 Ω, włączony w szereg z diodą *D1*, służy do ograniczenia wartości płynącego przez nią prądu. Stała czasowa układu różniczkującego na wejściu powinna być dobrana tak, aby impuls wyzwalający był znacznie krótszy od najkrótszego impulsu wytwarzanego przez uniwibrator, ale dłuższy od czasu przełączania wzmacniaczy.

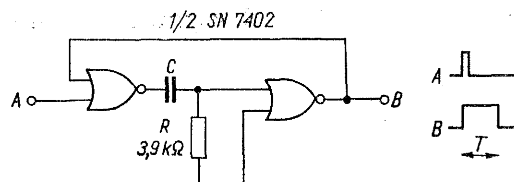
9.13 Uniwibratory z układami TTL

Połączenie bramek TTL z zewnętrznymi elementami *RC* umożliwia realizację prostych układów uniwibratorów o parametrach impulsów sterujących i wyjściowych odpowiadających normom rodziny TTL. Prosty przykład takiego układu przedstawiono na rys. 9-34. W stanie spo-



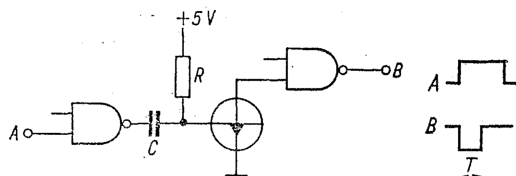
Rys. 9-34. Uniwibrator wykorzystujący połowę układu scalonego typu 7400

czynkowym na wejściu i wyjściu panuje poziom *H*, natomiast na wyjściu pierwszej bramki — poziom *L*. Kondensator nie jest naładowany. Krótki impuls *L* na wejściu powoduje zmianę stanu wyjść obu bramek. Sprzężenie zwrotne zapewnia podtrzymanie tego stanu dopóty, dopóki spadek napięcia na rezystorze, pochodzący od prądu ładowania kondensatora, jest większy od napięcia progowego bramki. Ukończenie ładowania kondensatora powoduje powrót układu do stanu początkowego, a kondensator rozładowuje się z nieco mniejszą stałą czasową. Wartość rezystancji jest ograniczona od dołu dopuszczalnym obciążeniem wyjścia bramki, a od góry przez konieczność osiągnięcia poziomu *L* na wejściu drugiej bramki. Dioda nie jest konieczna dla pracy układu, jej zastosowanie umożliwia jednak wydłużenie czasu impulsu przy danych wartościach elementów, nie pozwalając na przepływ części prądu ładowania do wejścia bramki. Układ przedstawiony na rys. 9-35 został zrealizowany przy zastosowaniu dwóch bramek NOR. W stanie spoczynkowym na wejściu i wyjściu panuje poziom *L*. Ponieważ górne wejście drugiej bramki jest połączone z ziemią przez dużą rezystancję, odpowiada to stanowi *H* tego wejścia. Kondensator jest naładowany; na jego le-



Rys. 9-35. Uniwibrator z bramkami NOR. Impuls wyzwalający może mieć dowolną długość

wej końcówce panuje większe napięcie. Pod wpływem impulsu dodatniego na wejściu pierwsza bramka osiąga stan *L* na wyjściu i kondensator zaczyna się rozładowywać. Napięcie na wejściu drugiej bramki, początkowo ujemne, rośnie do wartości progowej bramki. Osiągnięcie tej wartości wyznacza koniec impulsu. Zwiększenie rezystancji pociąga za sobą pogorszenie kształtu impulsu; górną granicę stanowi rezystancja wejściowa bramki, której wartość jest zależna od temperatury i od egzemplarza układu scalonego. W układach dotychczas rozpatrzonych, parametry wejściowe bramek narzucały ograniczenia na wartość rezystancji wyznaczającej czas impulsu. Zastosowanie dodatkowego tranzystora umożliwia zwiększenie tej rezystancji, ponieważ prąd polaryzujący bazę tranzystora dla jego nasycenia może być znacznie mniejszy niż w przypadku bramki TTL. Układ z rys. 9-36 jest przeznaczony do wyzwalania impulsem



Rys. 9-36. Zastosowanie dodatkowego tranzystora dla zwiększenia wartości rezystancji wyznaczającej długość impulsu

dłuższym od impulsu wytwarzanego, dlatego nie ma sprzężenia zwrotnego. W stanie spoczynkowym na wyjściach obu bramek panuje poziom *H*, tranzystor pozostaje nasycony prądem bazy, płynącym przez rezystor *R*, a kondensator jest naładowany. Zmiana stanu pierwszej bramki powoduje uziemienie lewej okładki kondensatora i odcięcie tranzystora ujemnym napięciem pojawiającym się na jego bazie. Trwa to tak długo, dopóki kondensator nie zostanie naładowa-

ny w przeciwnym kierunku do napięcia progowego baza-emiter. W układzie z rys. 9-37 występuje tylko jedna bramka NAND i tranzystor typu *pnp*, również nasycony w stanie spoczynkowym. Dla poprawienia kształtu impulsu wyjściowego można wykorzystać jeszcze jedną bramkę.
Układy z tranzystorami bipolarnymi nie eliminują całkowicie ograniczenia wartości rezystancji wyznaczającej czas, gdyż musi ona nadal dostarczać określonej wartości prądu bazy. Pod tym względem szczególnie korzystne jest zastosowanie tranzystorów polowych, które są sterowane napięciowo i umożliwiają zwiększenie rezystancji do wartości ograniczonej jedynie upływnością zastosowanych kondensatorów i izolacją montażu. Tranzystory polowe, współpracujące z układami TTL powinny mieć napięcie progowe odpowiadające zakresowi napięć wyjściowych tych układów.

Rys. 9-37. Uniwibrator z jedną bramką NAND i tranzystorem *pnp*

Układ przedstawiony na rys. 9-38 zawiera trzy bramki NAND. Dwie z nich tworzą przerzutnik RS. Impuls jest wyzwalany poziomem *L* na wejściu górnej bramki, natomiast kasowanie odbywa się przez zwarcie wejścia „dolnej" bramki tranzystorem polowym. Trzecia bramka została wykorzystana jako inwerter, konieczny dla sterowania tranzystora. Wprawdzie napięcie na wyjściu *B* ma taki sam kształt, jednak zmiana poziomu na tym wyjściu występuje dopiero po odcięciu tranzystora. Jeżeli impuls wyzwalający jest krótszy od impulsu wytwarzanego, na wyjściach *B* i *C* występują impulsy o tej samej długości, lecz przeciwnej fazie. W przypadku impulsu wyzwalającego o długości większej od długości impulsu wytwarzanego, tylko impulsy na wyjściu *C* mają właściwą długość, natomiast na wyjściu *B* występują impulsy o długości równej impulsom wyzwalającym.

Rys. 9-38. Generator impulsów z tranzystorem polowym i przerzutnikiem *R—S*

Zastosowanie dwóch bramek NOR i tranzystora polowego umożliwia budowę prostego uniwibratora o okresie niezależnym od długości impulsu wyzwalającego (rys. 9-39). Druga bramka służy do poprawienia kształtu impulsu i zwiększenia obciążalności wyjścia.

Rys. 9-39. Układ uniwibratora z dwiema bramkami NOR i tranzystorem polowym

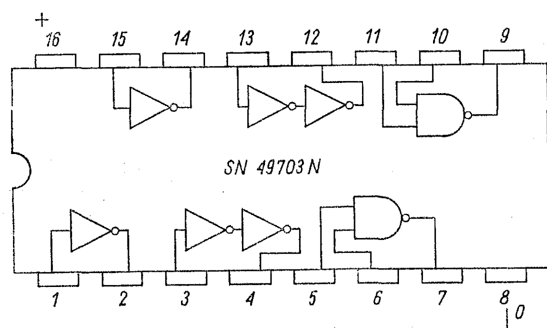
Rodzina TTL zawiera kilka układów uniwibratorów, umożliwiających wytwarzanie precyzyjnych impulsów przy minimalnej liczbie elementów zewnętrznych. Typowym przedstawicielem takich uniwibratorów jest typ SN 74121 N (rys. 9-40). Układ umożliwia otrzymywanie impulsów wyjściowych o długości od 40 ns do 40 s przy zastosowaniu kondensatorów o pojemności do 1 mF i rezystorów od 2 do 40 kΩ. Długość impulsu w przypadku wykorzystania jedynie wewnętrznego rezystora o wartości 2 kΩ wynosi około 30 ns. Wejścia *A1* i *A2* reagują na napię-

Stan wejść przed A1	A2	B	po A1	A2	B	Wyjście
H	H	L	H	H	H	B.Z.
L	X	H	L	X	L	B.Z.
X	L	H	X	L	L	B.Z.
L	X	L	L	X	H	IMPULS
X	L	L	X	L	H	IMPULS
H	H	H	X	L	H	IMPULS
H	H	H	L	X	H	IMPULS
X	L	L	X	H	L	B.Z.
L	X	L	H	X	L	B.Z.
X	L	H	H	H	H	B.Z.
L	X	H	H	H	H	B.Z.
H	H	L	X	L	L	B.Z.
H	H	L	L	X	L	B.Z.

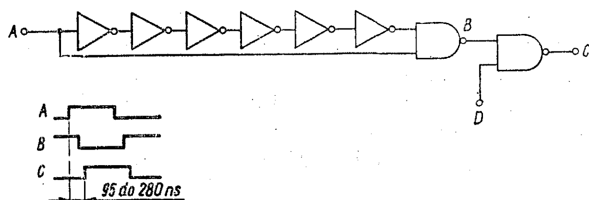
X—stan wejścia bez znaczenia (H lub L)
B.Z.—bez zmiany (Q = L)

Rys. 9-40. Uniwibrator scalony typu SN 74121 N i tablica jego reakcji na kombinacje stanów wejść

cie malające o stromości zbocza przynajmniej 1 V/μs, natomiast wejście *B* może być wyzwalane napięciem rosnącym, przy małej stromości, większej od 1 V/s. Przy rezystancji równej 2 kΩ współczynnik wypełnienia może wynosić do 0,67, a przy rezystancji równej 40 kΩ, współczynnik wypełnienia może osiągnąć wartość 0,9. Po wyzwoleniu impulsu, jego długość jest całkowicie niezależna od stanu wejść.
W przypadku, kiedy występuje potrzeba uzyskania opóźnień rządu kilkudziesięciu nanosekund przy niezbyt dużej dokładności, może być stosowany specjalny układ, noszący oznaczenie SN 49703 N (rys. 9-41). Zawiera on sześć inwerterów, wprowadzających opóźnienia po 20 do 70 ns każdy oraz dwie bramki NAND, spełniające rolę wzmacniaczy oddzielających i wnoszące opóźnienie od 5 do 20 ns. Obciążalność inwerterów wynosi tylko 1,25 jednostek obciążenia, natomiast bramki mogą być obciążone 30 wejściami układów 74/54. Przykład zastosowania tego układu do opóźniania dodatniego zbocza impulsu ilustruje rys. 9-42. Główną zaletę tego układu stanowi brak elementów zewnętrznych. Może on być również wykorzystany jako uniwibrator lub generator impulsów o częstotliwości zależnej od liczby włączonych inwerterów.
Na podobnej zasadzie pracuje układ uniwibratora, przedstawiony na rys. 9-43. Zawiera on przerzutnik JK, włączany impulsem sterującym na wejściu zegarowym, a kasowany przez wejście *R* po czasie stanowiącym sumę opóźnień przerzutnika i inwerterów. Ze względu na to, że inwertery nie tylko wprowadzają opóźnienie, ale również odwracają fazę impulsu, układ uniwibratora jest inny dla parzystej, a inny dla nieparzystej liczby inwerterów.



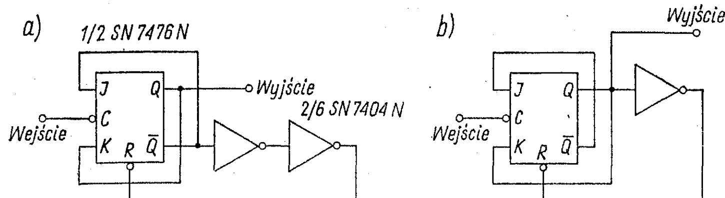
Rys. 9-41. Układ opóźniający typu SN 49703 N



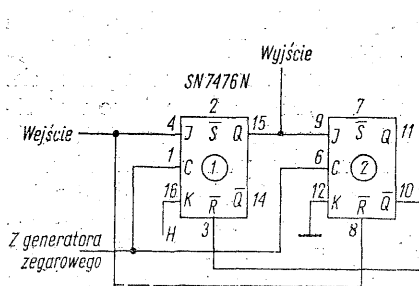
Rys. 9-42. Przykład zastosowania układu SN 49703 do opóźniania dodatniego zbocza impulsu. Wejście *D* może być użyte do dodatkowego sterowania, albo połączone z poziomem *H*

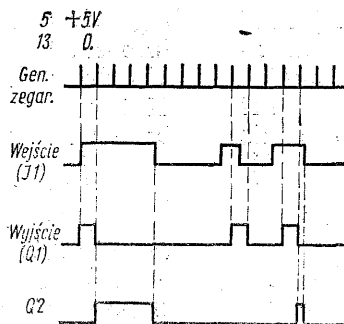
9.14 Synchroniczny generator pojedynczych impulsów o stałej długości

Często jest potrzebne wytwarzanie pojedynczych impulsów o długości określonej z dokładnością większą niż dokładność możliwa do uzyskania w układach pracujących na zasadzie ładowania kondensatora, czy wykorzystujących opóźnienia elementów. W tym przypadku może znaleźć zastosowanie układ, którego schemat pokazano na rys. 9-44. Układ zawiera dwa przerzutniki JK, sterowane przebiegiem zegarowym. Wytwarzane impulsy mają długość równą okresowi generatora zegarowego i są synchroniczne z przebiegiem zegarowym, bez względu na fazę impulsów wyzwalających. Przy zastosowaniu przerzutników wyzwalanych zboczem, układ reaguje tylko na impulsy dodatnie w czasie trwania tylnej krawędzi impulsów zegarowych; w przypadku przerzutników master-slave układ reaguje na wszystkie impulsy dodatnie podczas trwania poziomu *H* przebiegu zegarowego. Z tego względu jest pożądane zastosowanie przebiegu zegarowego o dużej wartości współczynnika wypełnienia, po to by zmniejszyć prawdopodobieństwo niewyzwolenia układu przez krótki impuls o nieodpowiedniej fazie.
Układ z rys. 9-45 ma inną budowę, lecz identyczne właściwości, jak poprzedni. Rola drugiego przerzutnika w obu przypadkach polega na

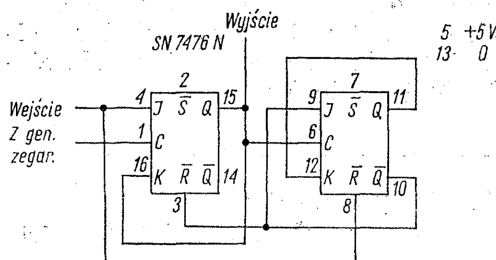


Rys. 9-43. Uniwibrator z przerzutnikiem i inwerterami wykorzystanymi jako elementy opóźniające: a) z parzystą liczbą inwerterów, b) z nieparzystą liczbą inwerterów





Rys. 9-44. Generator pojedynczych impulsów o długości równej okresowi przebiegu zegarowego

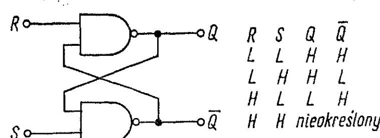


Rys. 9-45. Inna wersja generatora impulsów o stałej długości. Oscylogramy napięć w poszczególnych punktach są takie same jak na poprzednim rysunku

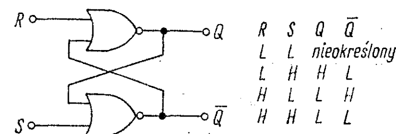
niedopuszczeniu do powstania ponownego impulsu wyjściowego przy długim impulsie wejściowym.

9.15 Przerzutniki

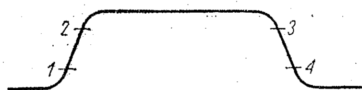
Możliwości technologiczne układów scalonych doprowadziły do stworzenia szeregu typów przerzutników o specyficznych właściwościach. Ich umiejętne stosowanie wymaga zapoznania się z właściwościami poszczególnych typów, bez konieczności wnikania w budowę wewnętrzną, często bardzo złożoną, bo niektóre typy podwójnych przerzutników rodziny TTL zawierają kilkadziesiąt tranzystorów. Najprostszym przerzutnikiem jest typ RS, którego dwie wersje zostały przedstawione na rys. 9-46 i 9-47. Ten typ przerzutnika nie jest dostępny jako gotowy element, może jednak być łatwo złożony z dwóch bramek o dwóch wejściach. Jedno wyjście przerzutnika zostało określone jako negacja drugiego, w rzeczywistości jednak jest możliwy stan, w którym poziomy napięć na obu wyjściach są równe (*H* na rys. 9-46). Gdy poziom na obu wejściach zmienia się równocześnie z *L* na *H*, stan wyjść nie jest jednoznacznie określony i przerzutnik może pozostać w stanie $Q = H$ lub $Q = L$. Z tego względu przy stosowaniu przerzutnika RS trzeba zważać na to, aby oba wejścia nie były sterowane równocześnie. Wszystkie pozostałe typy przerzutników są wyposażone w wejście zegarowe oraz wejścia synchroniczne. Zmiana stanu wejścia synchronicznego nie powoduje natychmiastowej zmiany stanu wyjścia; ta zmiana następuje dopiero pod wpływem impulsów zegarowych. Sprzężenie wejścia zegarowego ze źródłem impulsów może być pojemnościowe (ten typ nie jest stosowany w przerzutnikach TTL) lub bezpośrednie, przy czym zmiana stanu może następować podczas dodatniej lub ujemnej krawędzi impulsu zegarowego, zależnie od typu urządzenia. Pojawienie się odpowiedniego poziomu napięcia, rosnącego względnie malejącego, na wejściu zegarowym, łączy synchroniczne wejścia danych z układem i równocześnie przenosi dane na wyjście.
Jeszcze inny sposób pracy reprezentuje przerzutnik ze sprzężeniem pośrednim, nazywany master-slave, od angielskich słów, oznaczających „pan-niewolnik". Układ zawiera dwa przerzutniki, połączone kaskadowo. Ich sterowanie odbywa się w czterech etapach, jak to ilustruje rys. 9-48. Ważną zaletą tego rozwiązania jest całkowite oddzielenie wyjść i wejść przerzutnika, uzyskane wskutek tego, że wejścia i wyjścia nigdy nie są połączone bezpośrednio. Przerzutnik RS z wejściem zegarowym (rys. 9-49)



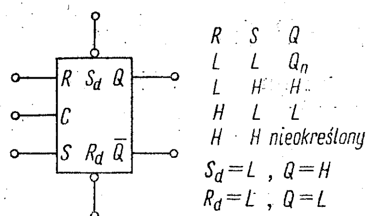
Rys. 9-46. Przerzutnik *R—S* zrealizowany przy użyciu dwóch bramek NAND i jego tablica prawd. Stan, w którym oba wyjścia mają poziom *H* jest niedozowolony, gdyż $\bar{Q}$ zostało określone jako inwersja *Q*



Rys. 9-47. Realizacja przerzutnika *R—S* przy zastosowaniu bramek NOR. Różnice w stosunku do poprzedniego układu wynikają z odmiennych właściwości bramek. Niedozwolony jest stan L równocześnie na obu wyjściach



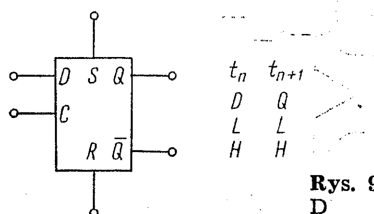
Rys. 9-48. Impuls zegarowy przerzutnika master-slave z zaznaczonymi poziomami napięć, przy których występują poszczególne etapy pracy układu: *1* — oddzielenie przerzutnika „slave" od przerzutnika „master"; *2* połączenie wejść danych z przerzutnikiem „m"; *3* odłączenie wejść danych; *4* przeniesienie danych z przerzutnika „m" do „s"



Rys. 9-49. Przerzutnik *RS* z wejściem zegarowym, wyposażony dodatkowo w asynchroniczne wejścia do bezpośredniego ustawiania. Kółka przy tych wejściach oznaczają, że zmiana stanu następuje pod wpływem poziomu *L*. Jeżeli wejścia asynchroniczne nie są używane, powinny być one połączone z poziomem *H*

różni się od najprostszego typu tym, że reaguje na wejście *R* i *S* nie bezpośrednio, lecz dopiero po impulsie zegarowym. Po to by wywołać reakcję podaną w tablicy, stan wejścia musi trwać do chwili pojawienia się impulsu zegarowego, a ściślej jego odpowiedniej krawędzi. Przerzutnik z rys. 9-49 ma dwa dodatkowe wejścia, S_d i R_d, umożliwiające asynchroniczne wpływanie na stan wyjść. Kółka przy tych wejściach oznaczają, że są one uruchomiane poziomem *L*. Przerzutnik RS ze sprzężeniem pośrednim (master-slave) uwalnia od konieczności utrzymywania stabilnego poziomu na wejściach synchronicznych do czasu wystąpienia dodatniego impulsu zegarowego. Przykładem przerzutnika tego typu jest układ SN 74L71.

Przerzutnik typu D (rys. 9-50) ma tylko jedno

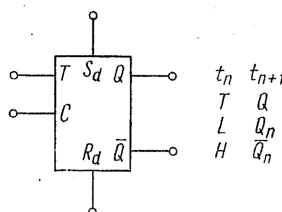


Rys. 9-50. Przerzutnik typu D

wejście danych, co umożliwiło usunięcie stanu nieoznaczonego, występującego w przerzutniku RS. Dodatkowe wejścia asynchroniczne zwykle są uprzywilejowane i blokują pracę przerzutnika w jednym ze stanów wyjściowych, zależnie od tego, na którym wejściu występuje sygnał.

Sterowanie przerzutnika przebiegiem zegarowym może się odbywać zgodnie z dowolną z poprzednio przedstawionych zasad. Specjalny typ reprezentuje układ SN 7475. Jest on również sterowany tylnym zboczem dodatniego impulsu zegarowego, ale podczas dodatniego poziomu napięcia na wejściu zegarowym wejście *D* jest jest sprzężone bezpośrednio z wyjściem a wszystkie zmiany stanu wejścia *D* są przekazywane do wyjścia przerzutnika. Gdy napięcie na wejściu zegarowym spada do poziomu *L*, wyjście przerzutnika zachowuje stan wejścia z ostatniej chwili o dodatnim napięciu na wejściu zegarowym. Układ SN 7475 zawiera cztery przerzutniki i jest najczęściej stosowany jako pamięć między licznikiem dekadowym, dekoderem i wskaźnikiem, dla zapobieżenia migotaniu wskazań podczas liczenia.

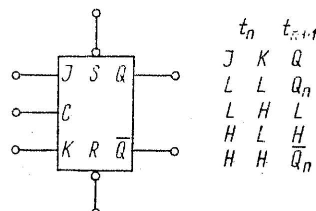
Przerzutnik typu T (rys. 9-51) jest również wy-



Rys. 9-51. Przerzutnik typu T

posażony w jedno wejście danych i wejście zegarowe, a dodatkowo może mieć wejścia do bezpośredniego ustawiania, lub tylko jedno z nich. Stan wejścia *T* zanim wejście zegarowe osiągnie poziom *H* decyduje o tym, czy przerzutnik zmieni stan wyjścia pod wpływem impulsu zegarowego. Przerzutnik T ma właściwość dzielenia liczby impulsów przez 2 i jest używany w dzielnikach. Nie jest on budowany jako specjalny element, lecz może być zrealizowany przy zastosowaniu innych typów przerzutników.

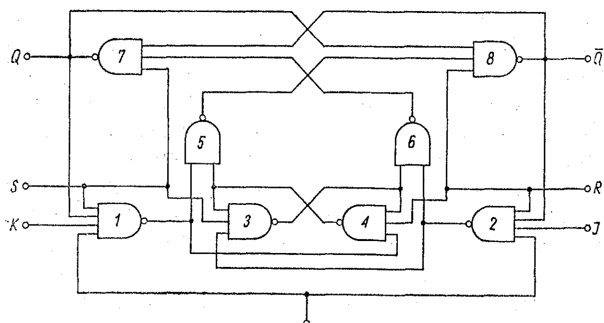
Najbardziej wszechstronnym przerzutnikiem jest typ JK, przedstawiony na rys. 9-52. Jak wi-



Rys. 9-52. Przerzutnik typu JK

dać z tablicy prawd, wszystkim czterem kombinacjom stanów wejść *J* i *K* odpowiadają określone stany wyjścia. Tablica jest podobna jak dla przerzutnika RS, jeżeli przyjmie się $J = S$ i $K = R$. Wyjątek stanowi jedynie stan $J = K = H$, dla którego przerzutnik JK zachowuje się jak przerzutnik T przy $T = H$. Schemat blokowy przerzutnika JK master-slave przedsta-

wiono na rys. 9-53. Przedstawiony na nim układ został zrealizowany przy zastosowaniu bramek NAND. Bramki *3* i *4* tworzą przerzutnik „master", bramki *7* i *8* — „slave". Wejścia *S* i *R* znajdują się normalnie na poziomie *H*. Wejście *J* jest połączone z bramką *2*, która dodatkowo



Rys. 9-53. Funkcjonalny schemat blokowy przerzutnika JK z dodatkowymi wejściami do bezpośredniego ustawiania i kasowania

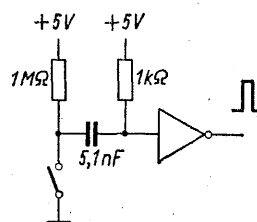
otrzymuje sterowanie z wyjścia $\bar{Q}$ i wejścia zegarowego. Dla uwzględnienia przez układ sygnału istniejącego na wejściu *J* wyjście $\bar{Q}$ musi się znajdować w stanie *H:* taki musi być też poziom na wejściu zegarowym. Jeżeli przy spełnieniu tych warunków na wejściu *J* pojawi się sygnał *H*, poziom *L* na wyjściu bramki *2* spowoduje natychmiastowe ustawienie przerzutnika *3*—*4* w stanie, w którym na wyjściu bramki *3* występuje *H*. Przerzutnik sterujący (master) zapamiętuje ten stan do chwili, kiedy napięcie na wejściu zegarowym spadnie do poziomu *L*, czemu towarzyszy przeniesienie informacji do przerzutnika sterowanego za pośrednictwem bramki *6*. Dopóki $Q = L$, wejście *K* nie może mieć wpływu na pracę układu. Stan przerzutnika w następnym cyklu częstotliwości zegarowej zależy wyłącznie od wejścia *J*. Ze względu na symetryczną budowę układu opis funkcji można zastosować — mutatis mutandis — również do stanu $Q = H$.

Liczne typy przerzutników JK, dostępne w serii 74, różnią się między sobą sposobem wyzwalania, wejściami asynchronicznymi, wyposażeniem wejść *J* i *K* w dodatkowe bramki, umożliwiające uproszczenie układów z przerzutnikami.

9.16 Układy tłumiące wibracje zestyków

Duża szybkość działania układów logicznych utrudnia ich sterowanie zestykami mechanicznymi, których przełączaniu towarzyszą wibracje o czasie trwania rzędu 1 ms. W tym czasie może wystąpić nawet kilkadziesiąt przerw obwodu, a każda z nich będzie zinterpretowana przez szybki układ jako oddzielny sygnał wejściowy. Proste zablokowanie zestyków kondensatorem nie stanowi rozwiązania, gdyż większość układów cyfrowych wymaga sygnałów wyjściowych o dużej stromości zbocza, zwykle powyżej 1 V/μs. Z tego względu powstało wiele układów formujących pojedyncze impulsy o odpowiednio małym czasie narastania ze zniekształconego przebiegu uzyskanego przy zwieraniu lub rozwieraniu zestyków. Niektóre z tych układów są tak złożone, że nie mogą stanowić konkurencji dla układu z kondensatorem, sterującego przerzutnik Schmitta, zapewniający skrócenie czoła impulsu.

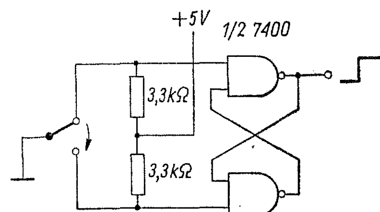
W prostym układzie, pokazanym na rys. 9-54,



Rys. 9-54. Układ tłumiący szumy przełączania z jednym inwerterem

wykorzystuje się różnice stałych czasowych ładowania kondensatora przez rezystor 1 kΩ przy pierwszym zamknięciu wyłącznika i rozładowania przy otwartym wyłączniku — przez rezystor 1 MΩ. Ponieważ kondensator nie zdąży się rozładować w krótkiej przerwie między dwoma zwarciami zestyków, następne ich zamknięcie nie powoduje już obniżenia napięcia na wejściu inwertera poniżej poziomu progowego i nie wywołuje impulsu na wyjściu układu.

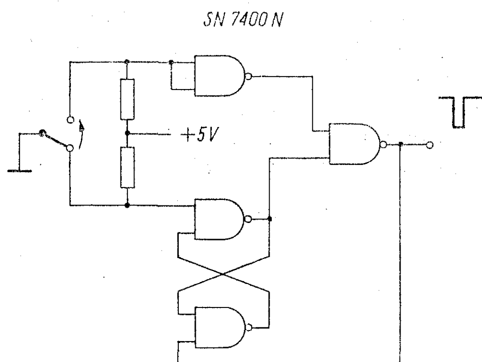
Inny prosty układ, często stosowany do tego celu, przedstawiono na rys. 9-55. Stanowi on prze-



Rys. 9-55. Układ tłumiący impulsy do drgań zestyków, zrealizowany w postaci przerzutnika *RS*

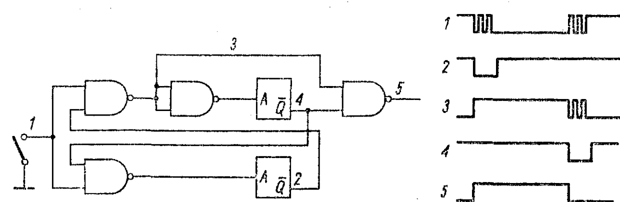
rzutnik RS, sterowany przełącznikiem dwupołożeniowym. W przeciwieństwie do poprzedniego, układ zmienia napięcie na wyjściu na czas, w którym przełącznik znajduje się w dolnym położeniu. Warunkiem poprawnej pracy układu jest, aby wibracje zestyków przy przełączaniu

ograniczały się do ich chwilowego rozwarcia, a nie powodowały pełnego przełączenia.
Wówczas gdy jest wymagany krótki impuls wyjściowy bez względu na czas, w którym przełącznik pozostaje w górnym położeniu, układ z przerzutnikiem może być zmodyfikowany do postaci pokazanej na rys. 9-56. W stanie spo-



Rys. 9-56. Układ formujący krótki impuls o długości niezależnej od czasu włączenia przełącznika [5]

czynkowym na wyjściu panuje poziom *H*. Zmiana położenia przełącznika wyzwala impuls o długości równej trzem opóźnieniom bramek.
W układzie przedstawionym na rys. 9-57 zostały zastosowane dwa uniwibratory o okresie dłuższym od czasu wibracji zestyków przy włączaniu i wyłączaniu. Impuls wyjściowy jest formowany przez bramkowanie.

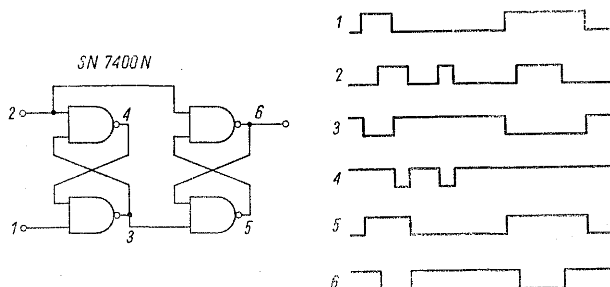


Rys. 9-57. Układ eliminujący zakłócenia przy włączaniu i wyłączaniu wyłącznika [6]

Odmianę tego układu stanowi rozwiązanie przedstawione na rys. 9-58, w którym również zastosowano dwa uniwibratory do tłumienia szumów na przednim i tylnym zboczu impulsu wejściowego. Impuls wyjściowy w tym przypadku jest otrzymywany z przerzutnika RS.

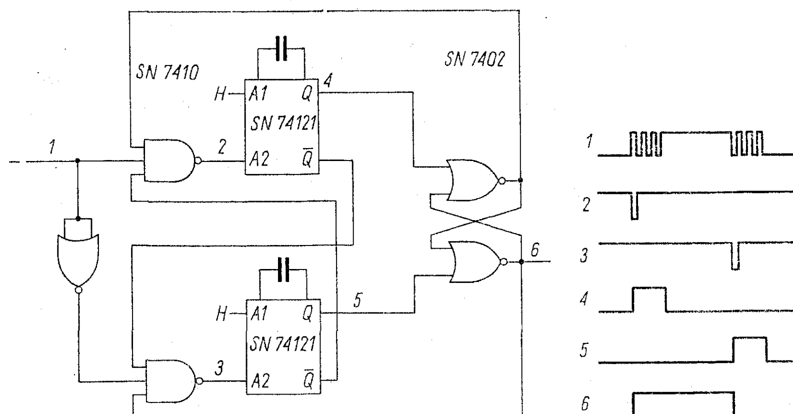
9.17 Bramka nieskracająca impulsów

Z definicji iloczynu logicznego wynika, że impuls na wyjściu bramki NAND jest krótszy od każdego z impulsów wejściowych, jeżeli jeden z nich nie mieści się w całości w czasie trwania drugiego. Niekiedy ta cecha jest niepożądana; kosztem zastosowania czterech bramek NAND zamiast jednej można otrzymać układ, który nie skraca impulsu wyjściowego (rys. 9-59). Na układ składają się dwa przerzutniki



Rys. 9-59. Układ bramki zachowującej długość impulsów

RS, zmodyfikowane w taki sposób, że ich wyjścia nie stanowią wzajemnie dopełnienia, jak to widać z oscylogramów przedstawionych na rysunku. Wyjście *3* stanowi negację wejścia *1*, natomiast napięcie na wyjściu *4* spada do poziomu *L* tylko wtedy, gdy na wejściu *1* panuje poziom *L*, a na wejściu *2* — poziom *H*. Początek impulsu na wyjściu *6* wyznacza waru-

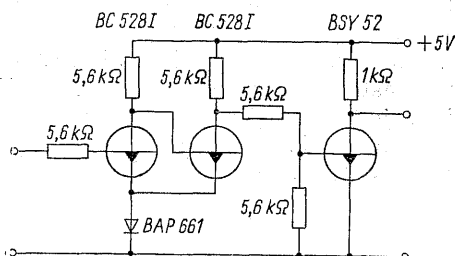


Rys. 9-58. Inna wersja układu z uniwibratorami [7]

nek $U_1 = H$ i $U_2 = H$, natomiast koniec zaczętego impulsu występuje w momencie, kiedy $U_2 = L$, bez względu na stan wejścia *1*.

9.18 Przerzutnik Schmitta

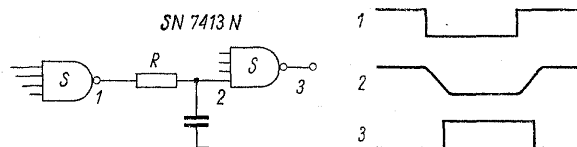
Układ przerzutnika Schmitta przedstawiony na rys. 9-60 zawiera niewiele elementów, ma dobrze zdefiniowany próg działania, małą histerezę i małe napięcie wyjściowe w stanie nasycenia. Układ może być zasilany napięciem 5 V i może współpracować z elementami TTL. Zasadniczy układ przerzutnika tworzą dwa pierwsze tranzystory. W stosunku do konwencjonalnego schematu została osiągnięta oszczędność elementów przez zastosowanie bezpośredniego sprzężenia między stopniami. Dioda w obwodzie emiterów zmniejsza napięcie wyjściowe i impedancję wyjściową w stanie, w którym przewodzi drugi tranzystor. Mała impedancja dynamiczna diody jest jednak wystarczająca dla zapewnienia regeneracyjnego sprzężenia zwrotnego między stopniami. Próg napięciowy zmiany stanu wynosi 1,25 V. Wartość tego napięcia maleje o ok. 5 mV/deg. Histereza wynosi 20 mV, zaś napięcie nasycenia jest określone głównie spadkiem napięcia na diodzie i wynosi 0,6 V. Trzeci tranzystor służy do dopasowania do wejść układów TTL; zmniejsza on napięcie nasycenia do wartości 0,16 V, umożliwia również zmniejszenie impedancji wyjściowej w obu stanach przerzutnika.



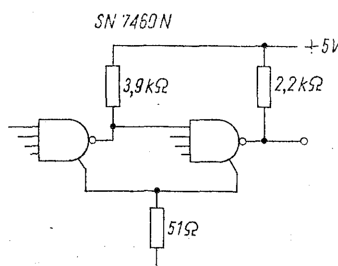
Rys. 9-60. Prosty układ przerzutnika Schmitta, dostosowany do współpracy z rodziną TTL

9.19 Przerzutniki Schmitta z układami scalonymi TTL

Powolne zmiany napięcia wejściowego układów TTL mogą uniemożliwić ich poprawną pracę i wywołać niestabilność wynikającą ze zbyt długiego okresu, w którym układy znajdują się w obszarze aktywnym. W tym czasie może wystąpić wiele zmian stanu, utrudniając zachowanie potrzebnej kolejności działania. W rodzinie układów logicznych 54/74 przykładem przerzutnika Schmitta, zapewniającego poprawny kształt impulsu wyjściowego przy dowolnie małej prędkości zmiany napięcia na wejściu, jest układ SN 7413 N, spełniający funkcję podwójnej bramki NAND o 4 wejściach. Histereza tego układu wynosi 0,8 V, prąd wejściowy jest ograniczony do −1,6 mA w stanie *L* i 40 μA w stanie *H*. Przykład zastosowania bramek z przerzutnikami jako elementu opóźniającego przedstawiono na rys. 9-61. Ponieważ układ typu 7413 nie zawsze jest dostępny, skonstruowano wiele układów spełniających funkcję przerzutnika Schmitta przy zastosowaniu bardziej popularnych układów scalonych. Przykładem takiej konstrukcji jest układ przedstawiony na rys. 9-62, w którym został użyty układ typu 7460, zawierający dwa ekspandery, normalnie przeznaczone do zwiększenia liczby wejść bramek np. typu 7450. Wadą tego rozwiązania jest duża zależność progów działania od impedancji generatora i obciążenia.

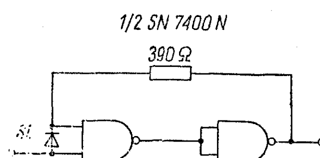


Rys. 9-61. Bramki z przerzutnikami Schmitta jako element opóźniający. Wartość *R* nie powinna przekraczać 390 Ω. Opóźnienie jest w przybliżeniu równe stałej czasowej



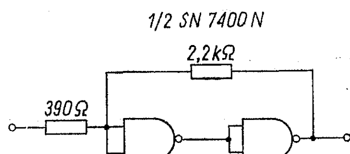
Rys. 9-62. Przerzutnik z ekspanderami typu SN 7460 N

W następnym układzie (rys. 9-63) zostały zastosowane dwie bramki NAND. Regeneracyjne



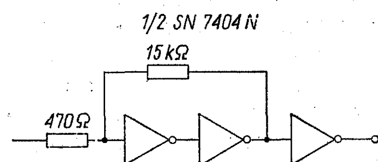
Rys. 9-63. Układ przerzutnika z dwiema bramkami NAND i diodą krzemową

przełączanie zostało uzyskane przez rezystancyjne sprzężenie wyjścia z wejściem, natomiast histerezę wyznacza napięcie progowe diody krzemowej między wejściami pierwszej bramki.
W układzie z rys. 9-64 histereza pochodzi z su-



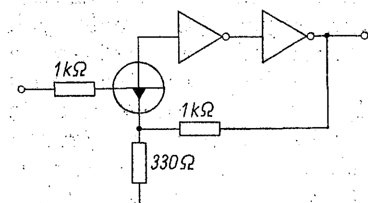
Rys. 9-64. Przerzutnik z bramkami NAND i rezystorami

mowania prądów na połączonych wejściach pierwszej bramki.
Układ tego samego typu może być zrealizowany (rys. 9-65) przy zastosowaniu inwerterów typu

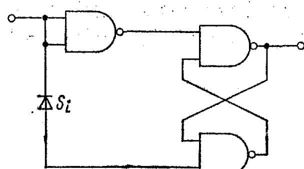


Rys. 9-65. Układ przerzutnika z inwerterami

7404 (układ zawiera 6 inwerterów). Trzeci inwerter został wykorzystany do oddzielenia przerzutnika od obciążenia.
Wszystkie układy dotychczas opisane wykazują małą impedancję wejściową, co uzależnia ich działanie od impedancji generatora i ogranicza możliwości dobrania pożądanej wartości histerezy. Przez dodanie tranzystora, jak na rys. 9-66,



Rys. 9-66. Układ o dużej impedancji wejściowej, niezależny od impedancji generatora



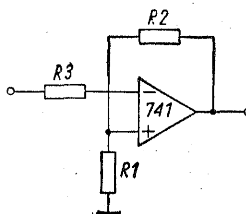
Rys. 9-67. Przerzutnik Schmitta z przerzutnikiem *RS* na wyjściu

można niemal całkowicie usunąć wpływ impedancji generatora i uzyskać możliwość dowolnego doboru histerezy za pomocą dzielnika polaryzującego emiter tranzystora.

Ostatni układ (rys. 9-67), zbudowany z trzech bramek NAND i diody krzemowej, stanowi właściwie przerzutnik typu D z histerezą, pochodzącą od diody.

9.20 Przerzutnik Schmitta ze wzmacniaczami operacyjnymi

Wprowadzenie dodatniego sprzężenia zwrotnego do wzmacniacza operacyjnego, jak na rys. 9-68, umożliwia realizację układu o właściwościach przerzutnika Schmitta. Histereza wynika z niesymetrii wartości bezwzględnej napięcia nasycenia w obu kierunkach, oznaczonego U_H

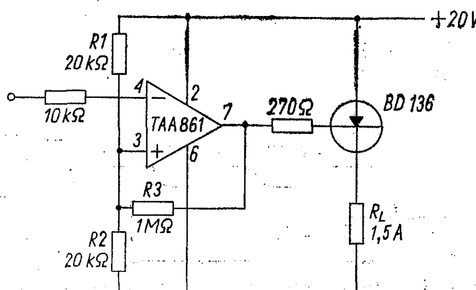


Rys. 9-68. Układ przerzutnika ze wzmacniaczem operacyjnym

i U_L, odpowiednio dla górnej i dolnej wartości. Wzmacniacz może być zasilany z jednego źródła napięcia, albo z dwóch, symetrycznych względem ziemi. Wartości napięć progowych wynoszą

$$U_1 = \frac{U_H R1}{R1+R2} \quad \text{i} \quad U_2 = \frac{U_L R1}{R1+R2}$$

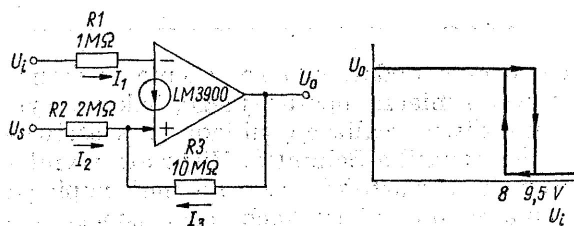
W przypadku gdy jest konieczne uzyskanie założonych wartości napięć progowych, rezystor *R1* może być połączony nie z ziemią, lecz ze źródłem napięcia odniesienia; wartość tego napięcia sumuje się wówczas z napięciem wyjściowym. Inny sposób uzyskania wymaganej histerezy polega na niesymetrycznym ograniczeniu napięcia wyjściowego.
Układ z rys. 9-69 umożliwia uzyskanie prądu wyjściowego 1,5 A. Wzmacniacz typu TAA861 ma niesymetryczny stopień wyjściowy z maksymalnym prądem wyjściowym wynoszącym



Rys. 9-69. Przerzutnik o dużej wartości prądu wyjściowego (Siemens)

70 mA. Rezystor 270 Ω ogranicza ten prąd do bezpiecznej wartości. Histerezę można zmieniać przez dobór wartości *R3*. Dla wartości podanych na schemacie napięcie progowe wynosi 10 V (połowa napięcia zasilającego), a histereza ma wartość 0,2 V.

Na rysunku 9-70 przedstawiono układ przerzutnika ze wzmacniaczem operacyjnym z wejściami prądowymi. Dolny punkt progowy układu jest określony przez prąd płynący do wejścia nieodwracającego przy dolnej wartości napięcia wyjściowego. Gdy prąd wejścia odwracającego zmaleje poniżej tej wartości, napięcie wyjściowe osiągnie górną wartość. W tym stanie płynie prąd *I3*, powodując zwiększenie progowej wartości prądu wejściowego. Wartości prądów, płynących przez rezystory *R2* i *R3* są określone zależnościami:

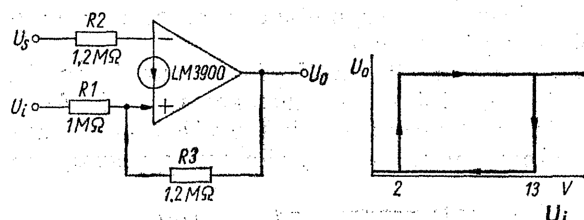


Rys. 9-70. Przerzutnik ze wzmacniaczem operacyjnym z wejściami prądowymi — układ odwracający (National Semiconductor)

$$I2 = \frac{U_S - U_{BE}}{R2}; \qquad I3 = \frac{U_H - U_{BE}}{R3}$$

Przez dobór rezystancji można wpływać na poziom napięcia wejściowego, przy którym następuje przełączanie.

W układzie nieodwracającym przerzutnika (rys. 9-71) napięcie wejściowe jest doprowadzone do wejścia nieodwracającego, do którego jest dołączony również obwód sprzężenia zwrotnego. Zakres napięć wejściowych może być duży w stosunku do napięcia zasilania wzmacniacza.



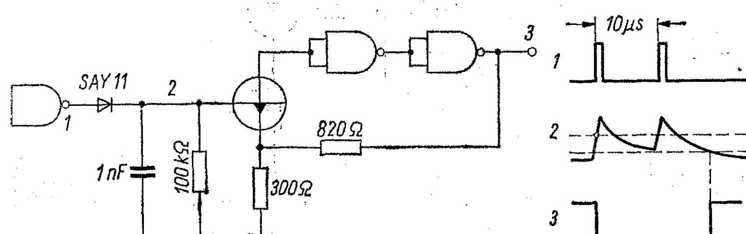
Rys. 9-71. Wersja nieodwracająca układu przerzutnika (National Semiconductor)

9.21 Detektor braku impulsów

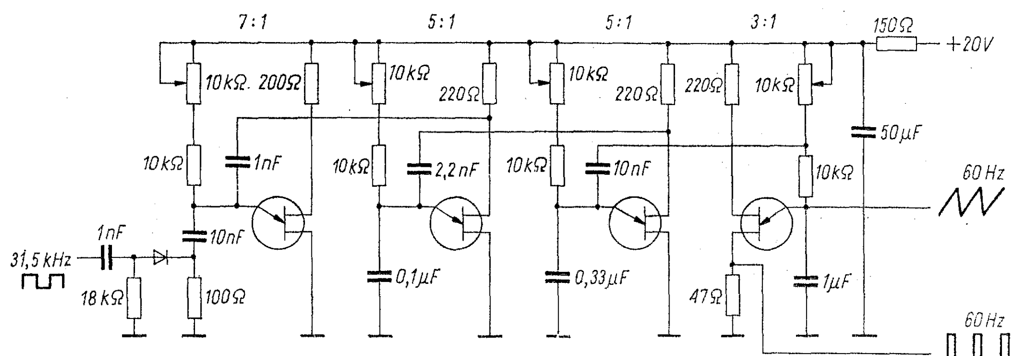
Układ przedstawiony na rys. 9-72 stanowi przykład zastosowania przerzutnika do sygnalizacji przerw w ciągu impulsów. Układ może być wykorzystany np. do kontroli impulsów synchronizujących lub wykrywania nieprawidłowości pracy serca. Impulsy o znormalizowanym kształcie ładują kondensator przez diodę, co odbywa się z małą stałą czasową. W przerwach między impulsami kondensator rozładowuje się przez rezystor i bazę tranzystora, z szybkością tak małą, że napięcie na nim nie spada poniżej dolnej wartości progowej przed pojawieniem się następnego impulsu w prawidłowym czasie. Po przerwie dłuższej niż normalna, poziom napięcia maleje poniżej dolnej wartości progowej i wyjście wraca do poziomu *H*. Dopuszczalną długość przerwy można ustalić przez dobór stałej czasowej rozładowania, a także przez dobór dzielnika, wyznaczającego histerezę.

9.22 Dzielniki częstotliwości bez liczników binarnych

Zalety scalonych dzielników statycznych częstotliwości, zarówno bipolarnych, jak i polowych sprawiają, że ich popularność jest całkowicie niezagrożona przez inne układy w zastosowaniu do dzielenia częstotliwości. Do pojawienia się cyfrowych układów scalonych powstało jednak wiele układów dzielników, opartych na ładowaniu kondensatora lub przemagnesowaniu rdzenia magnetycznego o prostokątnej pętli histerezy; niektóre zalety tych układów sprawiają, że mogą one znaleźć zastosowanie nawet obecnie. Klasycznym przykładem zastosowania układów relaksacyjnych jako dzielnika częstotliwości jest



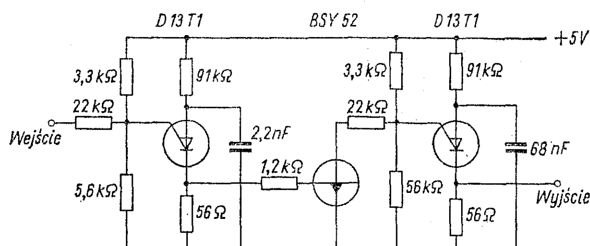
Rys. 9-72. Detektor braku impulsów



Rys. 9-73. Dzielnik częstotliwości z tranzystorami jednozłączowymi, zastosowany w kamerze telewizyjnej firmy Cohu Electronics, Inc.

schemat z tranzystorami jednozłączowymi, pokazany na rys. 9-73. Układ został użyty do otrzymywania częstotliwości odchylania pionowego z częstotliwości odchylenia poziomego w kamerze telewizji użytkowej firmy Cohu Electronics, Inc. Wszystkie stopnie dzielnika tworzą generatory relaksacyjne, synchronizowane impulsami o większej częstotliwości. W pierwszym stopniu impulsy synchronizacji są doprowadzone szeregowo do obwodu ładowania kondensatora, przez rezystor 100 Ω włączony od strony ziemi. Te impulsy mają biegunowość dodatnią i zwiększają napięcie na emiterze. W pozostałych stopniach impulsy synchronizacji mają biegunowość ujemną i są doprowadzone do bazy drugiej, ale mechanizm synchronizacji jest taki sam; polega on na przyspieszeniu wyzwolenia impulsu. Dzielniki relaksacyjne mogą być stosowane tylko do podziału stałej wartości częstotliwości, lub częstotliwości zmieniającej się w niewielkich granicach, aby nie mogło dojść do zmiany stopnia podziału.

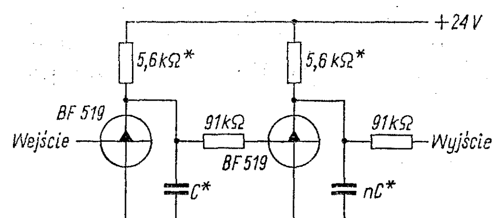
Zastosowanie programowanych tranzystorów jednozłączowych w układzie jak na rys. 9-74



Rys. 9-74. Dzielnik częstotliwości z programowanymi tranzystorami jednozłączowymi

umożliwia uzyskanie kilku zalet w stosunku do poprzedniego układu. Napięcie zasilania może być znacznie mniejsze, wartości rezystorów, wyznaczających okres mogą dochodzić do kilkunastu megaomów, stabilność generatorów jest większa, co umożliwia uzyskanie stopnia podziału przekraczającego 30. Ta wartość jest ograniczona jedynie stabilnością zastosowanych elementów. Synchronizacja odbywa się za pośrednictwem tranzystora bipolarnego. Przewodzi on tylko podczas impulsu, otrzymując sterowanie z rezystora umieszczonego w obwodzie katody tranzystora programowanego. Przewodzący tranzystor bipolarny bocznikuje rezystor 5,6 kΩ rezystorem 22 kΩ i powoduje chwilowe obniżenie napięcia bramki oraz zmniejszenie progu wyzwolenia impulsu w następnym stopniu.

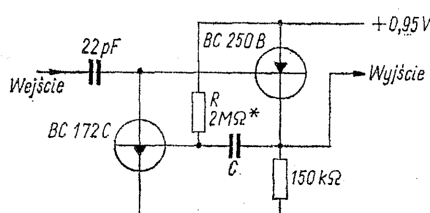
Zamiast tranzystorów jednozłączowych, w dzielniku relaksacyjnym mogą być zastosowane bipolarne tranzystory planarne, wykazujące efekt lawinowy (rys. 9-75). Do synchronizacji wyko-



Rys. 9-75. Dzielnik z tranzystorami lawinowymi, synchronizowany przez obwód bazy

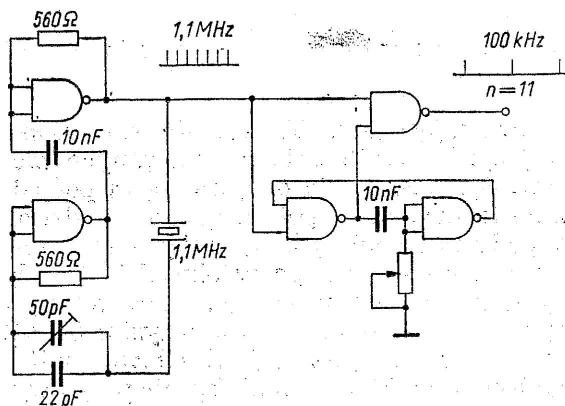
rzystuje się przy tym obwód bazy; w przypadku generatora lawinowego bez synchronizacji baza może być nie połączona.

Wykorzystanie układu uniwibratora do podziału częstotliwości obrazuje rys. 9-76. Układ jest przeznaczony do zegara kwarcowego, zasilane-



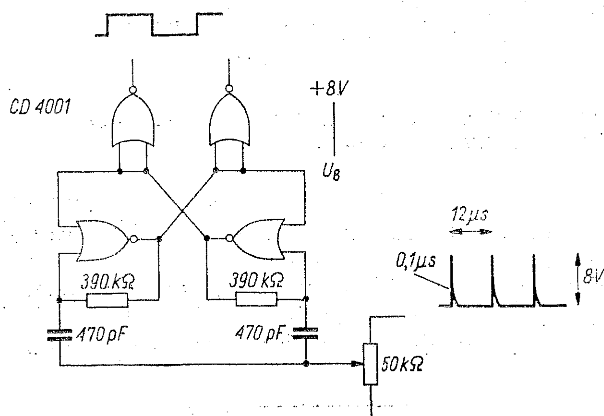
Rys. 9-76. Układ z uniwibratorem przeciwstawnym, przeznaczony do zasilania niskim napięciem [9]

go z jednego ogniwa o napięciu 1,5 V, dlatego zostały w nim zastosowane tranzystory przeciwstawne pracujące przy małej wartości prądu. Rezystancja określająca czas może być wybrana w granicach 1,5 do 2,5 MΩ, szersze granice zmiany częstotliwości można osiągnąć przez dobór pojemności.
Na tej samej zasadzie pracuje następny układ (rys. 9-77), zawierający uniwibrator, zbudowany z zastosowaniem scalonych bramek NAND.



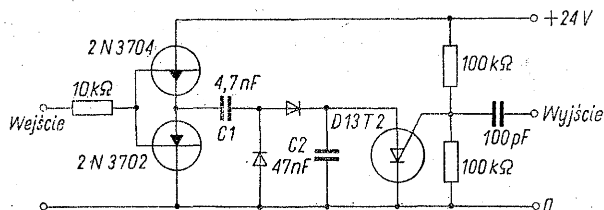
Rys. 9-77. Generator i dzielnik częstotliwości, zrealizowany przy zastosowaniu bramek NAND [10]

Układ z rys. 9-78 służy do podziału przez liczbę parzystą. Dwie bramki tworzą przerzutnik, pozostałe dwie służą do poprawienia kształtu impulsów wyjściowych. Działanie układu polega na całkowaniu impulsów wejściowych przez po-



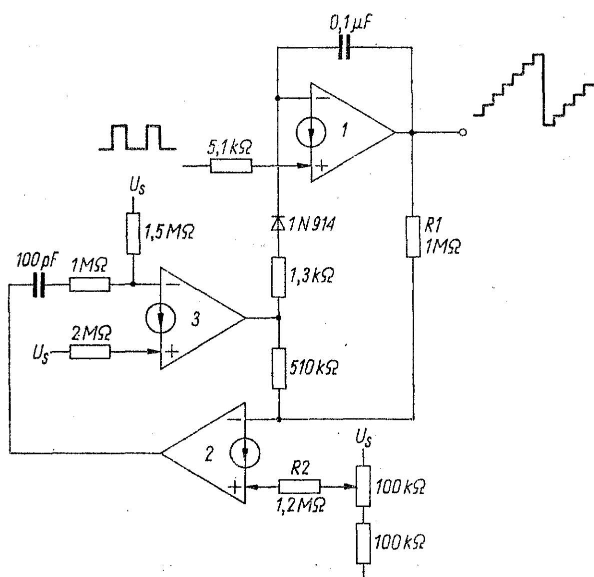
Rys. 9-78. Dzielnik częstotliwości z bramkami CMOS typu NOR [11]

jemność wejściową bramki, wynoszącą 5 pF. Potencjometrem można zmieniać energię tych impulsów tak, aby uzyskać żądany stopień podziału. W przypadku podziału przez 2, energia impulsów sterujących jest tak duża, że każdemu impulsowi towarzyszy zmiana stanu przerzutnika.
Dzielnik częstotliwości, pokazany na rys. 9-79, również działa na zasadzie odmierzania ładunku impulsów, które są przenoszone z jednego kon-



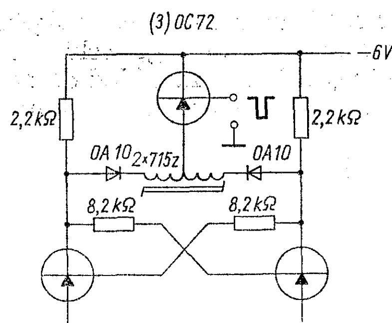
Rys. 9-79. Dzielnik pracujący na zasadzie przenoszenia ładunków z jednego kondensatora do drugiego. Tranzystory bipolarne spełniają rolę przełącznika, programowany tranzystor jednozłączowy stanowi detektor poziomu

densatora do drugiego. Tranzystory bipolarne, sterowane impulsami wejściowymi, działają jak przełącznik zapewniający małą impedancję drogi do dodatniego bieguna zasilania dla naładowania obu kondensatorów, względnie drogi do masy, dla rozładowania kondensatora *C1*. Przebieg wejściowy jest symetryczny względem ziemi, co zapewnia kolejne wysterowanie obu tranzystorów. O ile kondensator *C1* przy każdym impulsie wejściowym ładuje się do pełnego napięcia zasilania, to kondensator *C2* zwiększa napięcie o wartość równą *C1/C2* napięcia zasilania. Programowany tranzystor jednozłączowy pełni funkcję detektora poziomu napięcia. Kiedy napięcie na kondensatorze *C2* osiągnie poziom określony przez dzielnik polaryzujący bramkę tranzystora D13T2, następuje jego zapłon, kondensator *C2* zostaje rozładowany, a na wyjściu pojawia się impuls, który może być wykorzystany do sterowania następnego stopnia dzielnika. Dzielnik tego typu może pracować w szerokim zakresie częstotliwości bez potrzeby zmiany elementów; ograniczenie częstotliwości od dołu powodują upływności diod i anody tranzystora jednozłączowego.
Ta sama zasada działania została wykorzystana w układzie przedstawionym na rys. 9-80. Zastosowano w nim 3 z 4 wzmacniaczy operacyjnych Nortona, zawarte w układzie scalonym typu LM 3900. Wzmacniacz 1 stanowi integrator, wzmacniacze 2 i 3 tworzą komparator i uniwibrator. Impulsy wejściowe o stałej energii powodują ładowanie kondensatora całkującego skokowymi przyrostami napięcia; w przerwach między impulsami kondensator utrzymuje wartość napięcia z niewielkim zwisem, powodowanym przez prąd wejściowy wzmacniacza wynoszący 30 nA. Dla zwiększenia dopuszczalnych przerw między impulsami prąd wejściowy można skompensować; używając do tego generatora



Rys. 9-80. Układ dzielnika częstotliwości z poczwórnym wzmacniaczem operacyjnym LM 3900 (National Semiconductor)

stałego prądu utworzonego przez czwarty wzmacniacz. Napięcie schodkowe z wyjścia wzmacniacza *1* przez rezystor 1 MΩ jest doprowadzone do komparatora, w którym zostaje porównane z poziomem nastawionym za pomocą potencjometru. Gdy te napięcia staną się równe, uniwibrator złożony ze wzmacniaczy *2* i *3* wytwarza impuls, powodujący rozładowanie kondensatora całkującego i powrót układu do stanu wyjściowego. Jeżeli nie jest potrzebna zmiana stopnia podziału potencjometrem, rezystor *R2* może być połączony z napięciem zasilającym; to napięcie i stosunek rezystancji *R1*/*R2* wyznaczają wówczas maksymalne napięcie przebiegu piłokształtnego. W liczniku przedstawionym na rys. 9-81 wykorzystano przyrostowe przemagnesowywanie rdzenia permalojowego z prostokątną pętlą histerezy przy wykorzystaniu impulsów o stałej

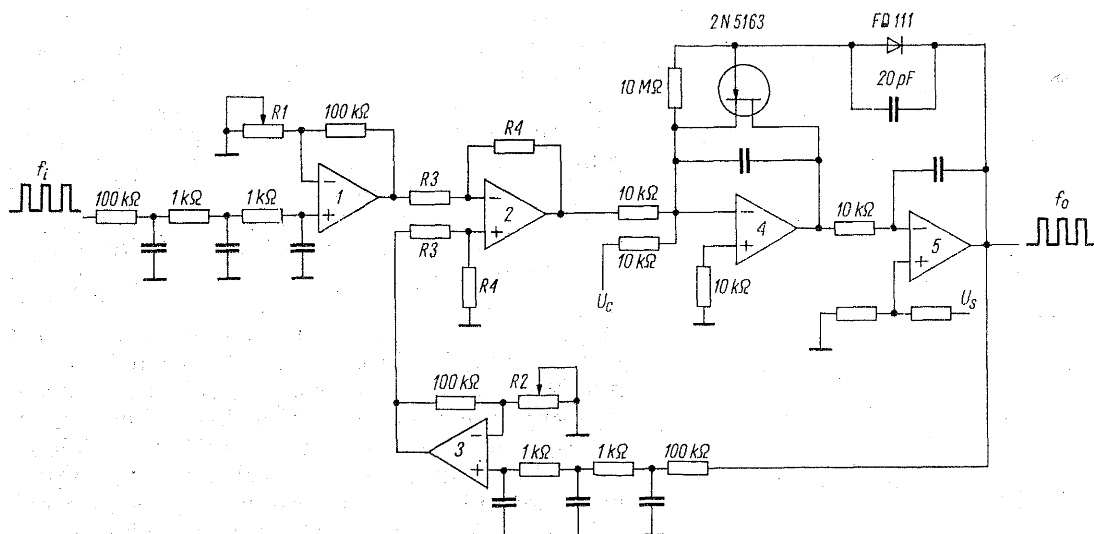


Rys. 9-81. Schemat dzielnika liczby impulsów, opartego na stopniowym przemagnesowywaniu rdzenia o prostokątnej pętli histerezy [12]

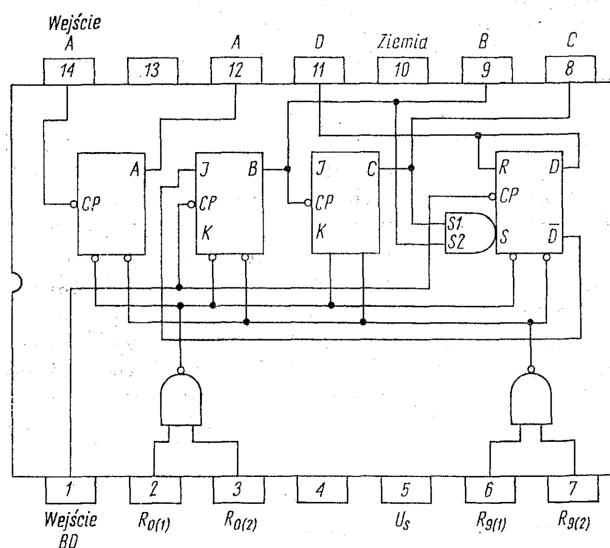
wartości iloczynu napięcia i czasu. Dwa tranzystory tworzą przerzutnik, trzeci służy do wprowadzania impulsów o stałej powierzchni. Jeden z tranzystorów przerzutnika przewodzi, stanowiąc drogę dla prądu płynącego przez uzwojenie. Kolejne impulsy przemagnesowują rdzeń w kierunku nasycenia. Po osiągnięciu nasycenia indukcyjność uzwojeń maleje, co powoduje powstanie impulsu na rezystorze kolektorowym i zmianę stanu przerzutnika. Konsekwencją tego procesu jest skierowanie impulsów do drugiego uzwojenia i przemagnesowywanie rdzenia w przeciwnym kierunku, znowu aż do nasycenia. Wskutek tego, że rdzeń jest przemagnesowywany stopniowo w dwóch kierunkach, można uzyskać przy tej samej stabilności dzielenie przez dwukrotnie większą liczbę, niż w przypadku kasowania rdzenia jednym impulsem o dużej energii. Rdzenie ferrytowe z prostokątną pętlą histerezy wykazują bardzo dużą zależność parametrów od temperatury i nie są odpowiednie do zastosowania w tym układzie. Niewątpliwą zaletę dzielnika magnetycznego stanowi brak ograniczenia długości przerw między impulsami oraz możliwość zachowania stanu rdzenia nawet w przypadku wyłączenia zasilania.
Układ z rys. 9-82 zawiera generator sterowany napięciem, otrzymywanym przez wzmocnienie różnicy napięć stałych, stanowiących analog częstotliwości sterującej i częstotliwości wyjściowej. Częstotliwości wejściowa i wyjściowa pozostają w takim stosunku, jak wzmocnienia odpowiednich wzmacniaczy, które są określone przez wartości rezystorów *R1* i *R2*. Napięcie U_C wyznacza wartość częstotliwości wyjściowej przy braku sygnału sterującego. Zaletą tego układu jest możliwość dowolnego ustawienia stopnia podziału, który nie musi być liczbą wymierną.

9.23 Dzielniki częstotliwości z układem SN 7490 N

Licznik dekadowy typu SN 7490 składa się z czterech przerzutników o połączeniach wewnętrznych tworzących oddzielny licznik dzielący przez 2 i drugi, dzielący przez 5 (rys. 9-83). Dwie bramki umożliwiają zatrzymanie liczenia i sprowadzenie licznika do stanu 0, względnie do stanu 9 w kodzie BCD. Trzy najczęstsze zastosowania tego układu, to licznik dekadowy z wyjściem BCD, dzielnik częstotliwości przez 10 z symetrycznym kształtem napięcia wyjściowego, oraz niezależne dzielenie przez 2 i przez 5. W pierwszym przypadku wejście dzielnika przez 5 łączy się z wyjściem dzielnika przez 2, w drugim — podział przez 5 poprzedza dzielenie przez

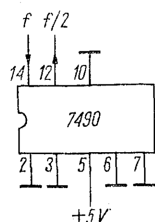


Rys. 9-82. Układ do wytwarzania impulsów o określonym stosunku częstotliwości względem przebiegu sterującego [13]

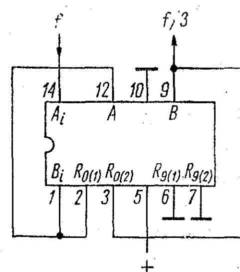


Rys. 9-83. Schemat blokowy układu SN7490N

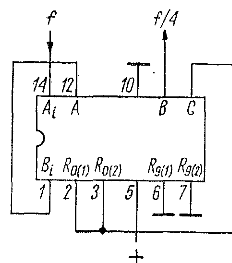
2. Przy niezależnej pracy obu dzielników tylko ich kasowanie jest wspólne. Bramkowane wejścia kasujące umożliwiają zastosowanie układu 7490 do dzielenia częstotliwości przez dowolną liczbę od 2 do 10, bez dodatkowych elementów. Przy podziale przez 2 (rys. 9-84) jest wykorzystany tylko jeden przerzutnik. Wszystkie wejścia kasujące zostały połączone z ziemią. Podział przez 3 (rys. 9-85) wymaga zastosowania sprzężenia kasującego licznik do zera po osiągnięciu stanu 3. Wykorzystuje się do tego celu wewnętrzną bramkę i wyjścia *A* i *B*. Układ do podziału przez 4 (rys. 9-86) jest prostszy wskutek tego, że liczbę 4 wyraża w kodzie BCD poziom *H* na jednym tylko wyjściu — *C*; nie jest zatem potrzebne bramkowanie. Podział przez 5 (rys. 9-87) nie wymaga zewnętrznych sprzężeń. Pozostałe układy dzielników, pokazane na rys.



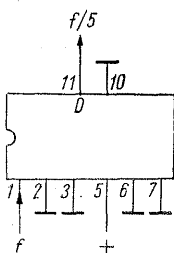
Rys. 9-84. Wykorzystanie układu 7490 do podziału przez 2



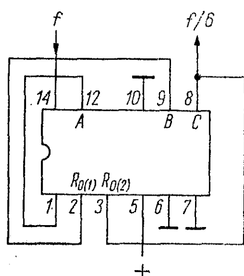
Rys. 9-85. Układ do podziału przez 3



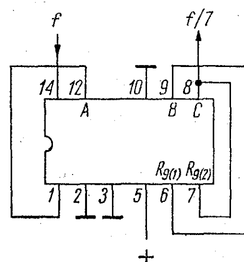
Rys. 9-86. Dzielenie przez 4



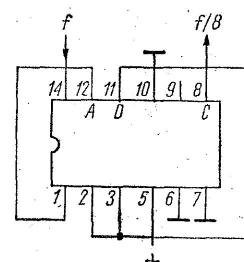
Rys. 9-87. Układ dzielnika przez 5



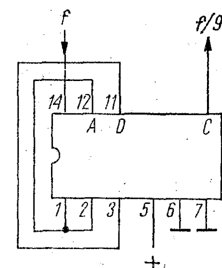
Rys. 9-88. Układ dzielnika przez 6



Rys. 9-89. Podział przez 7

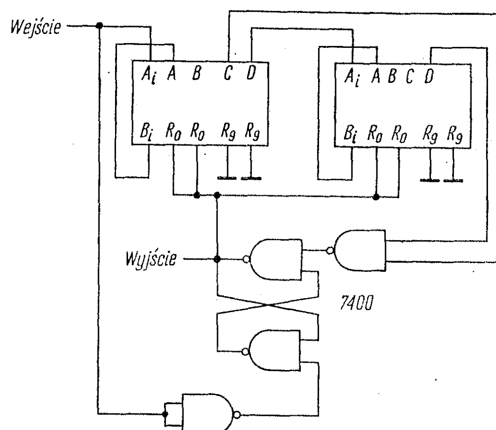


Rys. 9-90. Schemat podziału przez 8



Rys. 9-91. Podział przez 9 z zastosowaniem układu 7490

9-88 do 9-91, wykorzystują tę samą zasadę. Jedynie podział przez 7 wymaga wykorzystania wejść kasujących licznik do stanu 9. Podział przez większe liczby można zrealizować przez kaskadowe połączenie układów dzielących przez czynniki prostsze, albo w sposób zilustrowany na rys. 9-92. W tym układzie stan typowego liczni-

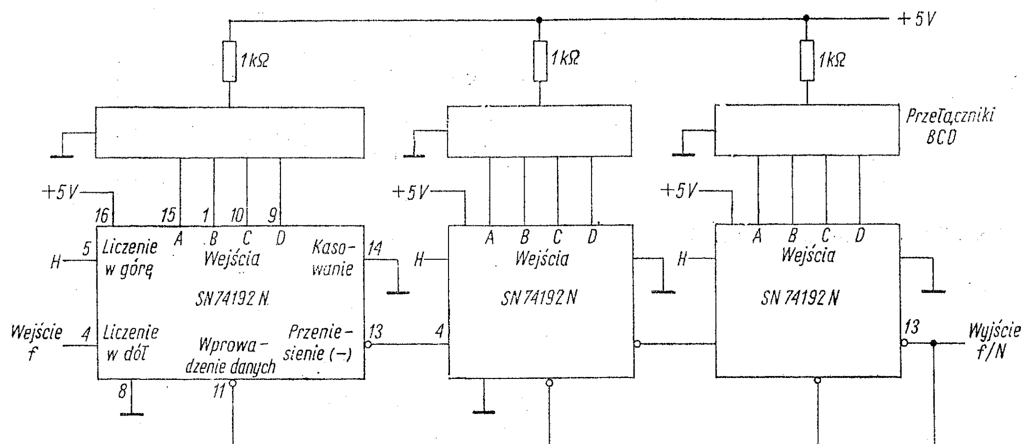


Rys. 9-92. Przykład układu dzielącego przez 48 z wykorzystaniem dwóch liczników dekadowych

ka dwudekadowego jest dekodowany za pomocą bramki NAND dla wyróżnienia stanu odpowiadającego liczbie 48, przy którym następuje zmiana stanu przerzutnika RS. Dekodowanie innych liczb może wymagać zastosowanie bramki o większej liczbie wejść.

9.24 Programowany dzielnik częstotliwości

Układ scalony typu SN 74192 jest synchronicznym licznikiem dekadowym z wyjściami BCD, przeznaczonym do liczenia w górę i w dół. Licznik jest wyposażony w cztery wejścia, umożliwiające jego asynchroniczne ustawianie w jednym z dziesięciu stanów, sterowanych w kodzie BCD. Wprowadzanie danych odbywa się równolegle przy stanie *L* na wejściu „wprowadzanie danych". Licznik typu SN 74192 może być użyty jako dzielnik częstotliwości z programowanym stopniem podziału. Programowanie może się odbywać przez sterowanie wyjściami innych układów, albo za pomocą przełączników z wyjściami w kodzie BCD, jak na rys. 9-93. Licznik w tym układzie jest ustawiany w stanie odpowiadającym stopniowi podziału i liczy w dół. Każdy następny stopień otrzymuje sygnał sterujący z wyjścia „przeniesienie ujemne" poprzedniego. Na tym wyjściu występuje poziom *H*, kiedy dekada osiągnie stan 0, a wejście dla liczenia w dół ma poziom *L*. Kiedy do stanu zerowego dojdzie ostatnia dekada, poziom *H* na jej wyjściu „przeniesienie ujemne" pojawia się równocześnie na wejściach sterujących wprowadzanie danych we wszystkich dekadach. Liczby określone położeniem przełączników zostają wprowadzone do wszystkich dekad; kiedy następnie na wejściu „liczenie w dół" pierwszej



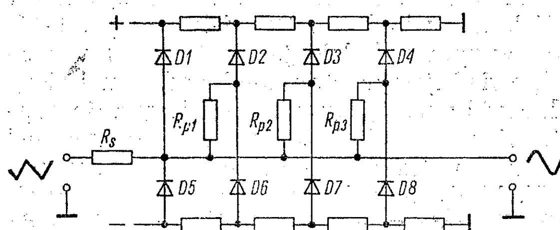
Rys. 9-93. Licznik mod N z układami scalonymi typu SN 74192 N

dekady zjawi się znowu poziom *H*, licznik podejmuje liczenie, znowu od liczby określonej przez przełączniki.

9.25 Układy kształtujące przebiegi sinusoidalne

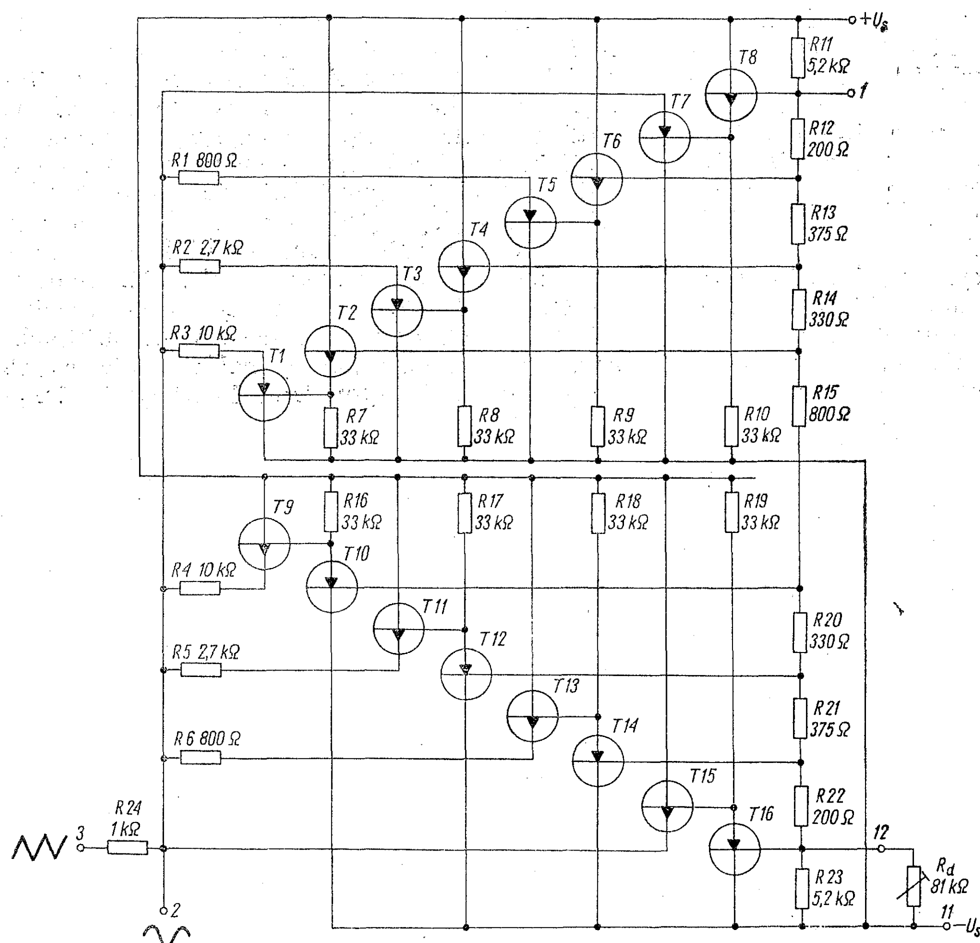
W technice pomiarowej często występuje potrzeba formowania przebiegu sinusoidalnego z napięcia trójkątnego z periodycznego przebiegu impulsowego lub z informacji cyfrowych. Zależnie od formy przebiegu wejściowego i wymaganej dokładności odtworzenia napięcia sinusoidalnego, używane metody mogą być proste i wymagające nielicznych elementów, lub bardzo złożone, wymagające specjalnych układów, możliwych do zrealizowania jedynie dzięki integracji na wielką skalę.

Klasyczną metodę formowania napięcia sinusoidalnego z napięcia o kształcie trójkątnym stanowi zastosowanie układu drabinkowego złożonego z diod i rezystorów (rys. 9-94). Układ zawie-



Rys. 9-94. Układ formujący napięcie sinusoidalne przez kolejne włączanie spolaryzowanych diod

ra dwie grupy diod i dwa dzielniki napięcia, oddzielnie dla dodatniej i dla ujemnej części przebiegu. Część dodatnia jest formowana za pomocą diod *D1* do *D4*. Przy małej wartości napięcia wejściowego nie przewodzi żadna z diod, bo napięcie na ich anodach jest mniejsze od napięcia na katodach, polaryzowanych przez dzielnik napięcia. W miarę wzrostu napięcia zaczyna przewodzić dioda *D4*, co powoduje zmniejszanie napięcia wejściowego przez dzielnik złożony z rezystorów R_S i R_{p3}, następnie zostaje przez diodę *D3* włączony rezystor R_{p2}, aż do diody *D1*, która ogranicza napięcie, formując wierzchołek sinusoidy. Taki sam proces, jednak z wykorzystaniem diod *D5* do *D8*, przebiega dla napięć ujemnych. Sinusoida jest aproksymowana odcinkami prostych; dzięki temu, że charakterystyki diod nie są idealne, przejścia między poszczególnymi odcinkami są łagodne. Przybliżenie kształtu napięcia do krzywej idealnej możliwe do osiągnięcia zależy od liczby ogniw i staranności doboru elementów. Przez zastosowanie specjalnych środków można uzyskać oszczędność w liczbie ogniw, np. wprowadzając dwójnikowy układ kształtujący do obwodu wspólnego rezystora emiterowego wzmacniacza różnicowego, albo uzupełniając układ kształtujący tylko dodatnią połówkę wzmacniaczem różnicowym i przełącznikiem z tranzystorami polowymi, włączającym uformowane napięcie na odwracające, względnie nieodwracające wejście wzmacniacza. Na podobnej zasadzie pracuje układ formowania sinusoidy w scalonym generatorze funkcji typu ICL 8038 (rys. 9-95). Zamiast diod zastosowano tranzystory. Rezystory *R11* do *R15* i *R20* do *R23* tworzą dzielnik napięcia, dostarczający ośmiu napięć odniesienia, polaryzujących bazy tranzystorów. Napięcie w punkcie połączenia rezystorów *R14* i *R15* polaryzuje bazę tranzystora *T2*, pracującego jako wtórnik emiterowy. Napięcie jego emitera polaryzuje tranzystor *T1*. Kiedy napięcie przebiegu trójkątnego, doprowadzone przez rezystor *R24*, wzrośnie powyżej wartości napięcia występującego na emiterze tranzystora *T1*, zaczyna on przewodzić, włącza-

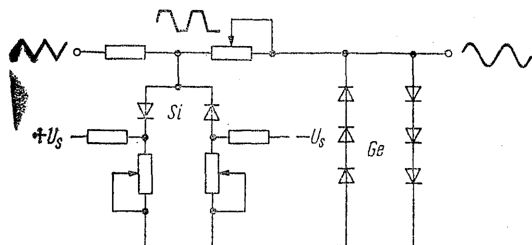


Rys. 9-95. Schemat układu kształtującego napięcie sinusoidalne w scalonym generatorze funkcji ICL 8038

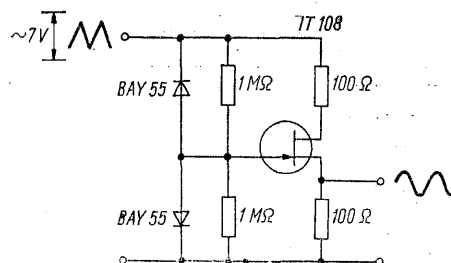
jąc rezystor *R3*, który z rezystorem *R24* tworzy dzielnik. Przy większych napięciach zostają włączone rezystory *R2* i *R1*, wreszcie napięcie zostaje ograniczone przez włączenie tranzystora T7. Podobnie działa druga połowa układu przy ujemnych wartościach napięcia. Dostęp do końcówek rezystorów o największych wartościach *R11* i *R23* umożliwia równoległe dołączenie zewnętrznych rezystorów dla dobrania minimalnej zawartości harmonicznych w napięciu wyjściowym.

Bardzo prosty układ formujący (rys. 9-96) został zastosowany w generatorze funkcji typu 3311A firmy Hewlett-Packard. Dwie diody krzemowe, spolaryzowane wstępnie, formują napięcie trapezowe. Następny stopień zawiera diody germanowe połączone szeregowo, które dzięki łagodniejszemu kształtowi początkowej części charakterystyki zaokrąglają wierzchołki przebiegu, zbliżając go do sinusoidy z typowym błędem mniejszym od 1% przy 20°C i mniejszym od 3% w zakresie temperatur od 0 do 55°C.

Inny prosty sposób uzyskania napięcia sinusoidalnego z trójkątnego przedstawiono na rys. 9-97. Metoda polega na wykorzystaniu charakterystyki prądu źródła tranzystora polowego w



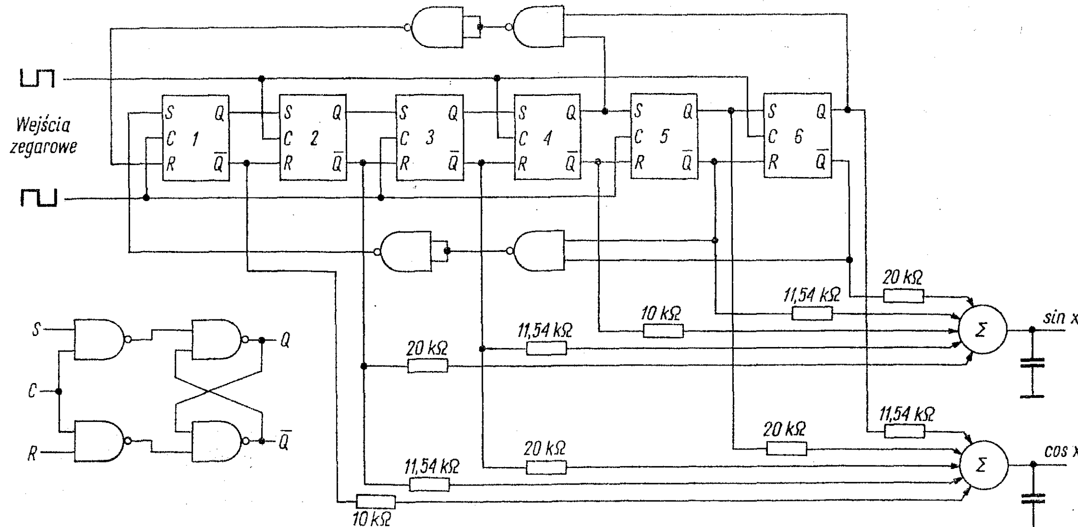
Rys. 9-96. Układ konwersji napięcia trójkątnego na sinusoidalne, zastosowany w generatorze funkcji Hewlett-Packard 3311A



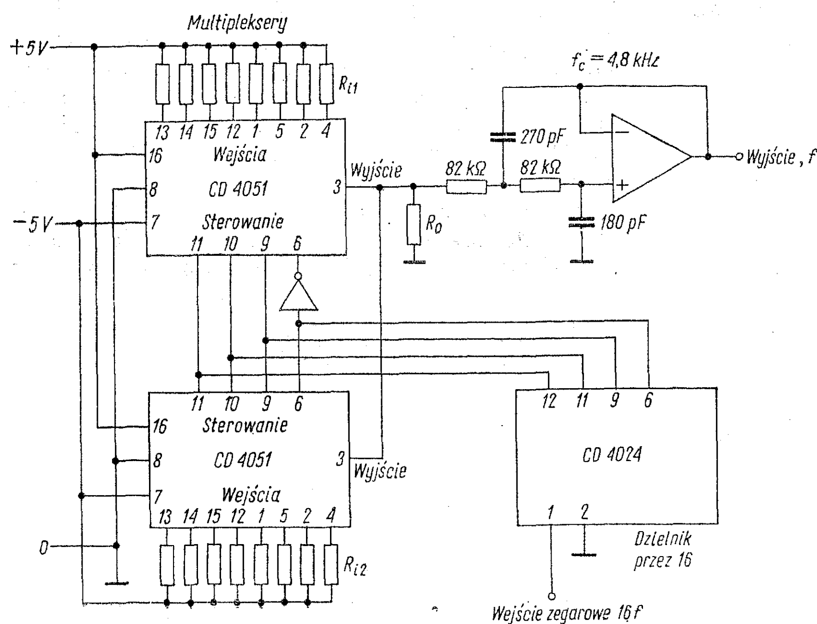
Rys. 9-97. Wykorzystanie kształtu charakterystyki tranzystora polowego do kształtowania sinusoidy

funkcji napięcia dren-źródło przy małych wartościach tego napięcia. Dodatkowe uproszczenie układu jest możliwe dzięki temu, że charakterystyka tranzystora polowego nie zmienia kształtu przy zamianie drenu ze źródłem. Wykorzystanie tego samego tranzystora dla obu kierunków napięcia umożliwiają diody, zapewniające zerowe napięcie na bramce niezależnie od znaku napięcia na drenie.

W układzie Müllera [14] synteza sinusoidy (rys. 9-98) odbywa się przez sumowanie pięciu przebiegów prostokątnych przesuniętych względem siebie o 30° i o odpowiednio dobranych amplitudach. Wartości amplitud można wyznaczyć z szeregu Fouriera, przyrównując do zera wyrażenia na nieparzyste harmoniczne sumy przesuniętych o 30° przebiegów prostokątnych. Napięcie wyjściowe otrzymane w ten sposób ma strukturę schodkową. Dla jego wygładzenia na wyjściu został włączony kondensator o pojemności dobranej odpowiednio do częstotliwości. Układ Tracy'ego [15], przedstawiony na rys. 9-99, wykorzystuje scalone multipleksery polowe typu CD 4051, sterowane z licznika binarnego CD 4024, również należącego do rodziny CMOS. Zasadniczym przeznaczeniem multiplekserów jest przełączanie sygnałów analogowych przy sterowaniu sygnałami logicznymi. Rezy-



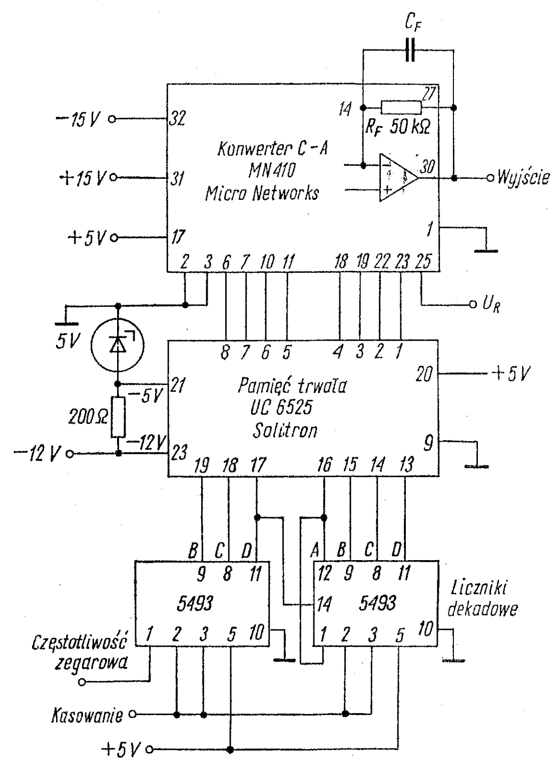
Rys. 9-98. Zasada syntezy sinusoidy i kosinusoidy z pięciu przesuniętych w fazie przebiegów prostokątnych o odpowiednio dobranych amplitudach [14]



Rys. 9-99. Układ syntezy napięć periodycznych z zastosowaniem multiplekserów polowych [15]

story R_{t1} i R_{t2} spełniają funkcję rezystorów szeregowych dzielnika napięcia odpowiednio dla napięć dodatnich i ujemnych, natomiast rezystor R_0 stanowi człon równoległy dzielnika. Układ jest przeznaczony do wytwarzania dowolnych przebiegów; w przypadku sinusoidy liczba rezystorów szeregowych może być zmniejszona przez wykorzystanie tych samych rezystorów dla dwóch segmentów. Wzmacniacz operacyjny pracuje w układzie filtru aktywnego dolnoprzepustowego z dwoma biegunami.

Rozwiązanie Hickeya [16] z rys. 9-100, wykorzystuje do utworzenia precyzyjnego przebiegu sinusoidalnego specjalnie zaprogramowaną pa-

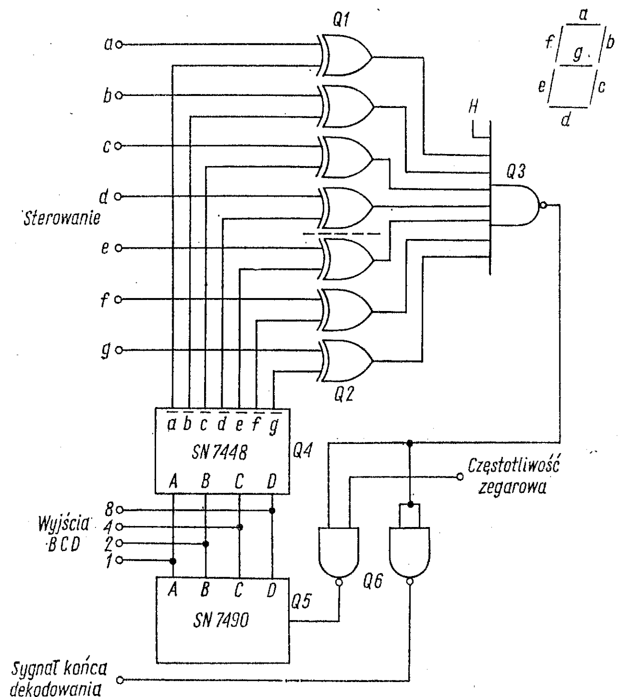


Rys. 9-100. Układ do syntezy sinusoidy z pamięcią trwałą i konwerterem cyfrowo-analogowym [16]

pięć trwałą o pojemności 1024 bitów i strukturze 128×8. Pamięć zawiera 128 słów 8-bitowych, które określają wartość napięcia dla 128 segmentów sinusoidy. Pamięć jest sterowana dwoma 4-bitowymi licznikami binarnymi (wykorzystuje się tylko 7 bitów). Poszczególne słowa są zamieniane na wartość analogową za pośrednictwem 8-bitowego konwertera analogowo-cyfrowego. Do wygładzania „ziarnistości" napięcia wyjściowego do wewnętrznego wzmacniacza operacyjnego konwertera jest dołączony kondensator.

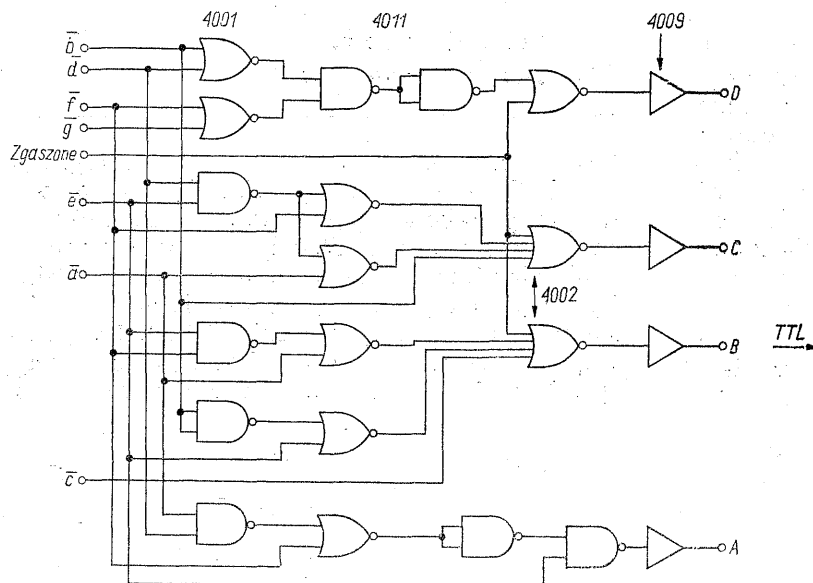
9.26 Konwertery kodu 7-segmentowego na BCD

Liczne urządzenia o wysokim stopniu integracji, jak kalkulatory, zegary, liczniki, mają wewnętrzny dekoder przystosowany do wskaźnika 7-segmentowego. Współpraca tych urządzeń z układami zewnętrznymi, najczęściej rodziny TTL, wymaga ponownego przejścia na kod dziesiętny zaszyfrowany binarnie (BCD). Dwa rozwiązania układu konwersji kodu przedstawiają rys. 9-101 i 9-102. Pierwszy układ jest przysto-



Rys. 9-101. Konwerter kodu 7-segmentowego na BCD wg Catera [17]

sowany do poziomów wejściowych rodziny TTL; takie same są również sygnały wyjściowe. Działanie układu polega na porównywaniu kombinacji wejściowej z aktualnym stanem wyjść układu scalonego *Q4*, który jest dekoderem kodu BCD na 7-segmentowy. W przypadku niezgodności, stan wyjścia bramki *Q3* jest równy *H*, wskutek czego lewa bramka *Q6* przepuszcza impulsy zegarowe do licznika dekadowego, który kolejno zmienia stan wyjść dekodera *Q4* tak długo, dopóki nie zostanie osiągnięta zgodność jego stanu wyjściowego ze stanem wejść układu. Wtedy stan *L* na wyjściu *Q3* powoduje zatrzymanie liczenia, licznik dekadowy pozostaje w stanie odpowiadającym cyfrze doprowadzonej do wejścia i pojawią się sygnał oznaczający



Rys. 9-102. Układ do zamiany kodu 7-segmentowego na BCD o działaniu nadążnym [18]

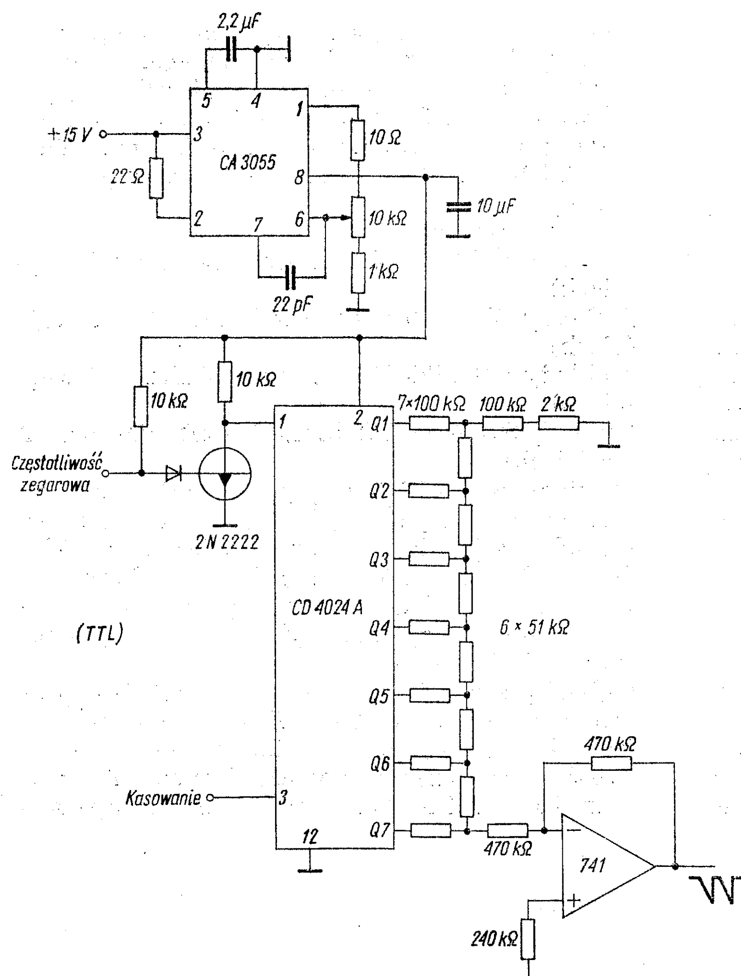
koniec konwersji. Jeżeli wyjście 7-segmentowe jest strobowane, częstotliwość zegarowa konwertera powinna być znacznie większa od częstotliwości strobowania, aby zapewnić odpowiedni procent czasu, w którym wyjścia BCD są statyczne. Konwencjonalne rozwiązanie jest oparte na zastosowaniu układu bramek (rys. 9-102). Sygnał wejściowy ma postać typową dla scalonych układów polowych (0 i 12 V). Zastosowanie układu scalonego typu CD 4009 A na wyjściu zapewnia uzyskanie poziomów wyjściowych przystosowanych do rodziny TTL. Oddzielne wejście wygaszające umożliwia tłumienie niepotrzebnych zer przed pierwszą cyfrą znaczącą. Poziom *H* na tym wejściu wywołuje stan *HHHL* lub *HHHH* na wyjściach.

9.27 Generator napięcia rosnącego liniowo ze sterowaniem cyfrowym [19]

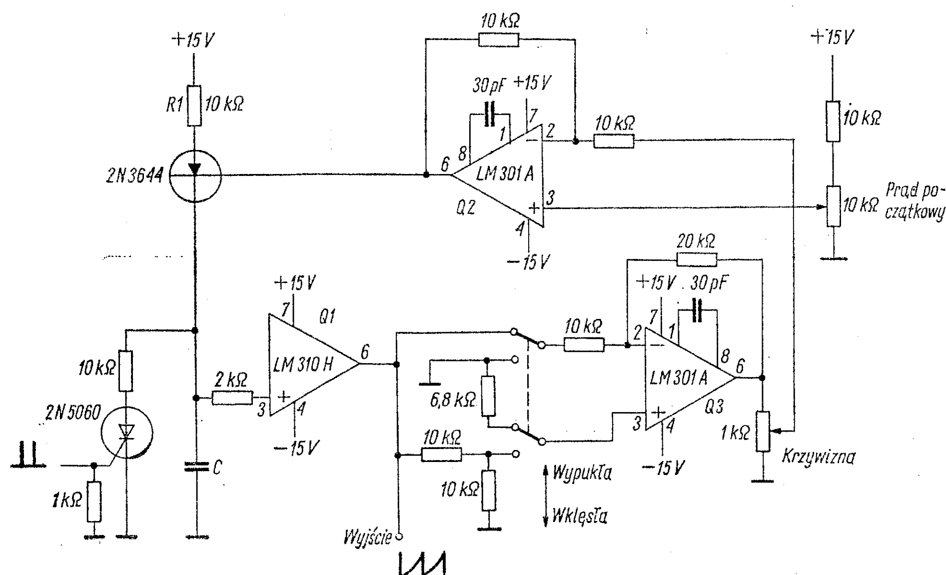
Generator napięcia liniowego, przedstawiony na rys. 9-103 dostarcza napięcia schodkowego, a nie rosnącego w sposób ciągły umożliwia jednak niezależną zmianę amplitudy i częstotliwości przy zachowaniu prostoty układu. Jest to możliwe dzięki dużej tolerancji rodziny CMOS na wartość napięcia zasilania, które może się zmieniać w granicach od 3 do 15 V. Napięcie zasilające generator pochodzi ze scalonego stabilizatora o regulowanym napięciu wyjściowym, typu CA 3055. Stan licznika binarnego CD 4042 A jest zamieniany na wartość napięcia za pomocą układu drabinkowego rezystorów. Dla uniknięcia wpływu obciążenia zastosowano wzmacniacz oddzielający typu μA 741. Układ może być rozbudowany przez dodanie drugiego licznika CD 4042 A, co umożliwia zmniejszenie wysokości stopni w przebiegu wyjściowym.

9.28 Generator napięcia piłokształtnego o ustawialnej nieliniowości [20]

Od generatorów napięcia piłokształtnego zazwyczaj wymaga się liniowej zależności napięcia od czasu; niekiedy jest jednak pożądany nieliniowy przebieg napięcia wyjściowego, np. dla skompensowania nieliniowości układu sterowanego napięciem piłokształtnym. Przykład takiego układu podano na rys. 9-104. Kondensator *C* jest ładowany prądem kolektora tranzystora 2N3644 i rozładowywany przez tyrystor. Okres przebiegu impulsowego na bramce tyrystora wyznacza okres napięcia piłokształtnego. Wtórnik napięciowy *Q1* (LM 310 H) oddziela kondensator od reszty układu, po to by uniknąć niezamierzonych nieliniowości powodowanych przez prąd rozładowujący kondensator drogą inną, niż przez tyrystor. Gdy potencjometr 1 kΩ służący do ustawiania krzywizny przebiegu ma ślizgacz w dolnym położeniu, wzmacniacz *Q3* nie bierze udziału w pracy generatora. Napięcie na wyjściu wzmacniacza *Q2* i prąd ładowania kondensatora zależą od położenia ślizgacza potencjometru 10 kΩ. Wzmacniacz *Q2* ma wzmocnienie dla wejścia nieodwracającego równe 2. Jeżeli potencjometr „krzywizna" ma ślizgacz w położeniu różnym od zerowego, w miarę wzrostu napięcia na kondensatorze rośnie lub maleje prąd jego ładowania, zależnie od położenia



Rys. 9-103. Generator napięcia rosnącego liniowo z licznikiem binarnym CMOS [19]



Rys. 9-104. Schemat generatora napięcia piłokształtnego o ustawialnej wartości i kierunku nieliniowości [20]

przełącznika. Powoduje to zmianę kształtu napięcia wyjściowego z przebiegu liniowego na wklęsły lub wypukły.

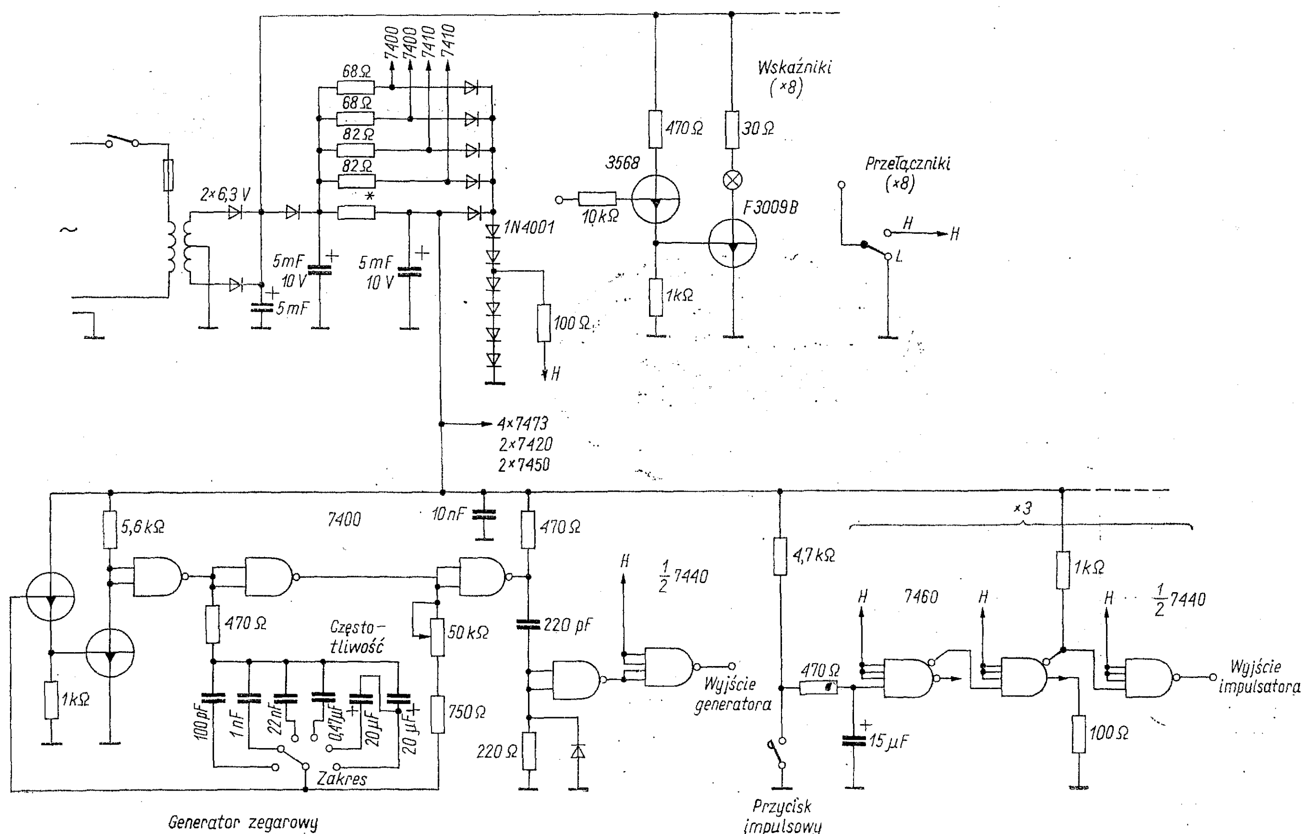
9.29 Laboratoryjny zestaw cyfrowy „Computer Lab" (Digital Equipment Corp.)

Wielkie rozpowszechnienie układów cyfrowych, szczególnie rodziny TTL, stworzyło zapotrzebowanie na przyrządy do nauki zasad ich działania i ćwiczeń w stosowaniu. Przykładem takiego przyrządu jest „Laboratorium komputerowe" firmy Digital Equipment Corporation. Przyrząd umożliwia przerobienie obszernego programu ćwiczeń laboratoryjnych, wyjaśniających zasady działania podstawowych układów logicznych, bez potrzeby używania przyrządów dodatkowych.

Aparat jest zbudowany w formie tablicy, na której umieszczono symbole elementów logicznych, 8 przełączników umożliwiających włączenie poziomu *H* i *L*, 3 przełączniki impulsowe do włączania pojedynczych impulsów, 8 żarówek sterowanych przez wzmacniacze tranzystorowe, oraz generator o częstotliwości przełączanej w 6 zakresach i zmienianej płynnie potencjometrem. Wszystkie wejścia i wyjścia są zaopatrzone w podwójne gniazdka wtyczkowe. Połączeń dokonuje się giętkimi przewodami, zakończonymi wtyczkami. Do układów zainstalowanych na stałe jest doprowadzone zasilanie, natomiast wszelkich pozostałych połączeń dokonuje się z zewnątrz.

Przyrząd zawiera:
2 układy SN 7400 N (4 bramki NAND o 2 wejściach)
2 układy SN 7410 N (3 bramki NAND o 3 wejściach)
2 układy SN 7420 N (2 bramki NAND o 4 wejściach)
2 układy SN 7450 N (2 bramki AND/NOR o 2×2 wejściach)
4 układy SN 7473 N (2 przerzutniki JK)

Schemat przyrządu przedstawiono na rys. 9-105. Na schemacie nie pokazano wyliczonych układów scalonych, które są używane zależnie od woli użytkownika. Elementy powtarzające się są pokazane na rysunku tylko raz. Napięcie zasilania jest stabilizowane w układzie równoległym przez łańcuch diod krzemowych o prądzie znamionowym 1 A. Zaletą tego sposobu jest nie tylko jego mały koszt, ale także łatwość odsprzężenia poszczególnych układów i uzyskania źródła poziomu *H* o małej impedan-



Rys. 9-105. Schemat zestawu „Computer Lab"

cji. Generator zegarowy, zbudowany z bramek NAND i tranzystorów transformujących impedancję, wytwarza impulsy dodatnie o długości 50 ns i częstotliwości od ułamka herca do 10 MHz.
Przełączniki impulsowe sterują układy złożone z 2 ekspanderów i bramki NAND, włączonej jako inwerter. Napięcie na wyjściu impulsatora ma w spoczynku poziom *L*. Naciśnięcie przełącznika powoduje skokowy, ale monotoniczny wzrost napięcia do poziomu *H*, który utrzymuje się dopóki przełącznik nie wróci do położenia spoczynkowego. Pozostałe przełączniki nie są zabezpieczone od drgań styków. Wskaźniki żarówkowe są włączone przez dwustopniowe wzmacniacze tranzystorowe, zapewniające znikomo małe obciążanie układów. Żarówka świeci przy poziomie napięcia *H* na wejściu wskaźnika.

Literatura

1. Fischer M., Byrne J.: Voltage changas frequency of multivibrator by 10,000: 1. Electronics, 1971, March 1, p. 58.
2. Russell R., Fredericsen T.: Automotive and Industrial Electronic Building Blocks, IEEE Journal of Solid State Circuits SC-7, 1972, No. 6, pp. 446—454.
3. Westphal P.: Digital clock operates in low megahertz range. Electronics, 1969, Jan. 20, p. 87.
4. Doeller C. H., Mall A.: One-shot saves power without losing time. Electronics, 1971, Jan. 18, p. 76.
5. Laurino A.: Single IC pulser eliminates contact bounce. Electronics, 1970, Nov. 9, p. 34.
6. Wintriss V.: IC's take the „bounce" out of switches. Electronics, 1969, Aug. 4, p. 91.
7. Strangio C.: Digital transient suppressor eliminates logic errors. Electronics, 1973, Aug. 2, p. 98.
8. Ermisch J.: Ein Trigger mit TTL- Schaltkreisen. Radio-Fernsehen-Elektronik, 1973, Nr. 13, S. 416—417.
9. Wilhelm K.: Diskret aufgebauter Frequenzteiler für 1-V-Betrieb. Elektronik, 1971, Nr. 8, S. 273—274.
10. Snaper J.: Control one-shot divides frequency by up to 30. Electronics, 1972, May 8, p. 102.
11. Newton D.: C-MOS gate package forms adjustable divider. Electronics, 1973, March 1, p. 104.
12. Ho H. H.: Transistorised core counter has improved pulse registration. Electronic Engineering, 1971, Sept., p. 35—40.
13. Hamaoui M.: Analog multiplier/divider simplifiers frequency locking. Electronics, 1973, July 5, p. 99—100.
14. Müller K. H.: Ein digitaler Sinusgenerator. Elektronik, 1971, Nr. 12, S. 413—414.
15. Tracy J. R.: CMOS circuits generate arbitrary periodic waveforms. EDN, 1973, Aug. 20, p. 86—87.
16. Hickey T.: Ac reference achieves 0,01% accuracy with ROM-d/a converter combination. Electronic Design, 1972, Sept. 28, p. 82.
17. Cater J. P.: 7-segment to BCD decoder. EDN, 1973, Febr. 20, p. 92—93.
18. Sturla R.: Real-time 7-segment to BCD converter. EDN, 1973, June 20, p. 89.
19. Bower K.: CMOS linear-ramp generator has amplitude control. EDN, 1973, June 20, p. 87.
20. Olson H.: Ramp generator has adjustable monlinearity. EDN, 1973, May 20, p. 85, 87.



WNT Warszawa 1978. Wydanie I. Nakład 5000+260 egz.
Ark. wyd. 60,7. Ark. druk. 55,5 (65,75/A). Format 205×292.
Papier druk. sat. kl. III, 70 g. Pracę oddano do składania 21.11.1977 r. Podpisano do druku w lipcu 1978 r.
Druk ukończono we wrześniu 1978 r. Symbol 79115/Et.
Cena zł. 235.—

Poznańskie Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka —
3081/77 — J-7/442